

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Máster

**Polarizadores de microondas basados en
rejillas conductoras
(Microwave polarizers based on
conductive grids)**

Para acceder al Título de

***Máster Universitario en
Ingeniería de Telecomunicación***

Autor: Ángel Lázaro Gutiérrez

Octubre - 2019



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

MASTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE MASTER

Realizado por: **Ángel Lázaro Gutiérrez**
Director del TFM: **Eduardo Artal Latorre y Beatriz Aja Abelán**

Título: “Polarizadores de microondas basados en rejillas conductoras”
Title: “Microwave polarizers based on conductive grids”

Presentado a examen el día: 18 de octubre de 2019

para acceder al Título de

MASTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): De La Fuente Rodríguez, Luisa

Secretario (Apellidos, Nombre): Sánchez González, Luis

Vocal (Apellidos, Nombre): Ramírez Terán, Franco Ariel

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFM
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Máster Nº
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría mostrar mi más sincero agradecimiento a mis tutores, Eduardo y Bea, por su encomiable ayuda durante la realización de este proyecto, la cual me ha permitido desarrollar su última etapa incluso encontrándome lejos de casa.

También me gustaría agradecer a mi familia y amigos su apoyo, no sólo durante la elaboración de este proyecto, sino a lo largo de toda mi época universitaria, sin el cual todo hubiese sido mucho más complicado.

Palabras clave

Modulador de polarización, Placa de media onda, Banda W, Grafeno, FR4

Keywords

Polarization modulator, Half wave plate, W band, Graphene, FR4

Índice

Agradecimientos	I
Palabras clave	III
Índice	V
Índice de figuras	IX
Índice de tablas	XIII
1. Introducción	1
Estructura del documento	1
2. Estado del arte	3
Radiación de Fondo Cósmico de Microondas	3
Clases de rotadores de polarización	4
Polarizadores basados en refracción	4
Polarizadores basados en reflexión	4
Técnicas alternativas de diseño	5
3. Simuladores 3D	7
Clases de simulaciones	8
4. Banco de medida en banda W	11
Estructura $4f$	11
Antenas	13
Lentes	15
Pérdidas por recorte del ancho del haz	16
5. Lámina conductora	19
Ondas planas	19
Incidencia normal en un plano conductor ideal	20
Ondas planas en conductores	22
Constante dieléctrica	23
Constante de propagación	24

ÍNDICE

Impedancia de onda	24
Modelo teórico	25
Simulación	32
Diseño y simulación de la estructura	33
Conclusiones del estudio de láminas conductoras	36
6. Rejilla conductora	39
Planteamiento teórico	39
Modelo teórico del modo inductivo de una rejilla	42
Modelo teórico del modo capacitivo de una rejilla	43
Resultados teóricos	44
Modelo software para simulación	45
Diseño de la estructura	46
Configuración de la simulación	46
Resultados generados mediante <i>HFSS</i>	48
Medidas en laboratorio	50
Efecto del sustrato FR4	57
Estructura	57
Resultados	57
Conclusiones del estudio de rejillas conductoras	58
7. Rejilla conductora rotada un ángulo ϕ	61
Análisis teórico	61
Medidas en laboratorio	64
Análisis en frecuencia	65
Conclusiones del estudio de rejillas conductoras con diferentes ángulos de orientación	66
8. Grafeno: características y comportamiento	69
Características y fabricación	69
Medidas en laboratorio	70
Conclusiones del estudio del grafeno	72
9. Rejilla resistiva	75
Análisis teórico	75
Simulación	77
Conductividad más alta	77
Conclusiones del estudio de una rejilla resistiva	79
10. Doble rejilla resistiva	81
Análisis teórico	81
Análisis mediante simulador 3D	83
Estructura	83
Resultados	84
Conductividad más alta	86
Diseños alternativos	87

Conclusiones del estudio de varias rejillas resistivas	88
11. Conclusiones y futuras líneas de investigación	91
Futuras líneas de investigación	91
Bibliografía	93

Índice de figuras

2.1. Principio de funcionamiento de los polarizadores por reflexión. . .	5
3.1. Diferentes tipos de puertos en <i>HFSS</i>	9
3.2. Comparación entre el comportamiento de puertos <i>waveport</i> y <i>flo-</i> <i>quet</i> en <i>HFSS</i> mediante una estructura como la analizada en el capítulo 5.	10
4.1. Fotografía del banco de medida empleado para analizar diferentes dispositivos en este documento.	12
4.2. Esquema de la arquitectura 4f.	13
4.3. Esquema del exterior de las antenas.	14
4.4. Esquema del interior de las antenas.	14
4.5. Esquema de las lentes empleadas en el banco de medida.	16
4.6. Representación del aumento del ancho del haz según se propaga la onda.	17
5.1. Propagación de una onda.	19
5.2. Componentes de una onda plana.	20
5.3. Diagrama de la incidencia normal de una onda plana contra un plano conductor ideal.	21
5.4. Corriente generada en un plano tras la incidencia de una onda plana.	23
5.5. Resistencia total dependiendo de las dimensiones del conductor. .	25
5.6. Modelo teórico a analizar.	26
5.7. Modelo con líneas de transmisión equivalentes.	27
5.8. Coeficiente de reflexión ρ_{in}	27
5.9. Impedancia de entrada Z_{in}	28
5.10. Coeficiente de reflexión a la entrada del circuito ρ_0	29
5.11. Aproximación mediante series de Taylor de la ecuación 5.25. . . .	30
5.12. Aproximación considerando $t/\delta \ll 1$	31
5.13. Comparación entre ambas expresiones de Z_{in}	32
5.14. Comparación entre coeficientes de reflexión ρ_0	32
5.15. Estructura a simular mediante <i>HFSS</i>	34
5.16. Comparación entre Z_{in} teóricas y simuladas.	35

5.17. Comparación entre ρ_0 teóricos y simulados.	36
5.18. Representación de ρ_0 simulado en carta de Smith.	36
6.1. Ejemplos de diferentes clases de redes de polarización.	40
6.2. Diferentes modos de las redes de polarización.	40
6.3. Circuito equivalente a una rejilla.	42
6.4. Circuito equivalente a una rejilla con pérdidas.	43
6.5. Coeficientes de reflexión y transmisión de una rejilla.	45
6.6. Impedancia de entrada teórica de una rejilla (obtenida a partir de los coeficientes de reflexión de la figura 6.5).	45
6.7. Esquema de generación de una rejilla en <i>HFSS</i>	47
6.8. Corrección de fase sobre el coeficiente de reflexión.	48
6.9. Implementación de los diferentes efectos de una rejilla en <i>HFSS</i>	48
6.10. Comparación entre coeficientes de reflexión y transmisión teóricos y simulados.	49
6.11. Comparación entre impedancias de entrada teóricas y simuladas (obtenidas a partir de los coeficientes de reflexión de la figura 6.10).	50
6.12. Primera rejilla empleada en las medidas.	51
6.13. Segunda rejilla empleada en las medidas.	52
6.14. Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión ge- nerados teóricamente, mediante simulación en <i>HFSS</i> y con la primera medida en laboratorio de la rejilla circular (substrato de <i>FR4</i> de 1,6 mm) en modo inductivo.	54
6.15. Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión ge- nerados teóricamente, mediante simulación en <i>HFSS</i> y con la primera medida en laboratorio de la rejilla circular (substrato de <i>FR4</i> de 1,6 mm) en modo capacitivo.	54
6.16. Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión ge- nerados teóricamente, mediante simulación en <i>HFSS</i> y con la segunda medida en laboratorio de la rejilla circular (substrato de <i>FR4</i> de 1,6 mm) en modo inductivo.	55
6.17. Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión ge- nerados teóricamente, mediante simulación en <i>HFSS</i> y con la segunda medida en laboratorio de la rejilla circular (substrato de <i>FR4</i> de 1,6 mm) en modo capacitivo.	55
6.18. Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión ge- nerados teóricamente, mediante simulación en <i>HFSS</i> y con la primera medida en laboratorio de la rejilla cuadrada (substrato de <i>FR4</i> de 0,8 mm) en modo inductivo.	56
6.19. Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión ge- nerados teóricamente, mediante simulación en <i>HFSS</i> y con la primera medida en laboratorio de la rejilla cuadrada (substrato de <i>FR4</i> de 0,8 mm) en modo capacitivo.	56
6.20. Esquema del dispositivo formado por una rejilla y un substrato de <i>FR4</i> simulados en <i>HFSS</i>	57

6.21. Efecto del substrato de <i>FR4</i> con grosor 1,6 mm (comparación de resultados simulados y medidos en el laboratorio).	58
7.1. Esquemático mediante el que analizar diferentes ángulos de incidencia en una rejilla.	62
7.2. Efecto de la rotación de la rejilla sobre la señal transmitida. . . .	62
7.3. Componentes del campo eléctrico que atraviesa la rejilla según la orientación de la sonda receptora (Y).	63
7.4. Tensión relativa detectada en función del ángulo de rotación de la rejilla.	63
7.5. Banco de medida empleado para el análisis de la rejilla con diferentes ángulos de rotación.	65
7.6. Comparación entre el comportamiento teórico y real de una rejilla conductora según su ángulo de rotación frente al campo eléctrico incidente.	65
7.7. Comparación entre los resultados obtenidos mediante el simulador 3D y medidas en el laboratorio del comportamiento de una rejilla en el dominio de la frecuencia cuando está rotada 45°. . .	67
8.1. Primera muestra de óxido de grafeno.	70
8.2. Segunda muestra de óxido de grafeno.	71
8.3. Variación de resistencia según la tensión aplicada en la segunda muestra.	72
9.1. Coeficientes teóricos de reflexión y transmisión en caso de que el campo eléctrico y la rejilla se encuentren paralelos o perpendiculares.	76
9.2. Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión generados teóricamente y mediante simulación cuando la rejilla y la señal se encuentran paralelas o perpendiculares.	78
9.3. Coeficientes teóricos de reflexión y transmisión en caso de que el campo eléctrico y la rejilla se encuentren paralelos o perpendiculares para un rango de conductividades que convierten al material de dieléctrico a buen conductor.	79
10.1. Esquema de una doble rejilla resistiva.	81
10.2. Esquemático analizado en <i>HFSS</i> de una doble rejilla resistiva. . .	84
10.3. Transmisión de la señal a través de dos rejillas resistivas perpendiculares entre sí.	85
10.4. Reflexión de la señal por dos rejillas resistivas perpendiculares entre sí (para facilitar la visualización, se ha invertido la dirección de los ejes σ_1 y σ_2).	85
10.5. Transmisión de la señal a través de dos rejillas resistivas perpendiculares entre sí y con conductividades mucho mayores que en el caso de los resultados de la figura 10.3.	86

ÍNDICE DE FIGURAS

10.6. Reflexión de la señal por dos rejillas resistivas perpendiculares entre sí y con conductividades mucho mayores que en el caso de los resultados de la figura 10.4 (para facilitar la visualización, se ha invertido la dirección de los ejes σ_1 y σ_2).	87
10.7. Coeficiente de reflexión con diferente número de rejillas.	88
10.8. Coeficiente de transmisión con diferente número de rejillas.	89

Índice de tablas

8.1. Valores de resistencia antes de aplicar tensión a la segunda muestra.	72
8.2. Diferencia entre los valores máximo y mínimo de resistencia frente a resistencia inicial en cada una de las etapas.	73

Capítulo 1

Introducción

Los receptores de radioastronomía para la detección de la polarización de ondas electromagnéticas en las bandas de microondas, se basan habitualmente en el uso de moduladores de polarización, conocidos como placas de media onda (*half wave plates*), que deben girar mecánicamente en la parte frontal del sistema de antenas. Esto complica enormemente los receptores ya que además se requiere que trabajen a temperaturas criogénicas con el fin de reducir sus pérdidas y emisiones térmicas.

Como solución a este inconveniente, se plantea el uso de nuevos materiales que permitan el diseño de moduladores de polarización capaces de ofrecer un funcionamiento igual que los tradicionales, pero con todos sus componentes trabajando de manera estática. Un material que puede ser adecuado para estos nuevos sistemas es el grafeno, alrededor del cual se desarrolla la mayoría de la investigación en este proyecto. La principal ventaja que ofrece el grafeno consiste en que es posible modificar sus características electrónicamente.

La investigación de los sistemas mencionados se divide en tres etapas a lo largo del proyecto:

- Estudio de moduladores de polarización tradicionales teóricamente, mediante un simulador 3D y con dispositivos reales en el laboratorio.
- Caracterización del grafeno, material escogido para futuros diseños.
- Estudio de moduladores de polarización de grafeno por medio de análisis teóricos y un simulador 3D.

En el caso de cumplir con los objetivos planteados, se contaría con una base para continuar con la investigación en sistemas de esta clase.

Las actividades llevadas a cabo durante este proyecto se encuentran recogidas dentro del marco de investigación del proyecto *Moduladores de Polarización de Grafeno para Bandas de Microondas (GRAPOLAR)* desarrollado por el Grupo de Radiofrecuencia y Microondas de la Universidad de Cantabria.

Estructura del documento

El presente documento comienza con un capítulo que trata el estado en el que se encuentra el desarrollo de los sistemas empleados para la detección de la radiación del Fondo Cósmico de Microondas (*CMB*), indicando sus diferentes técnicas de fabricación y los ejemplos que se pueden encontrar actualmente.

A continuación, en los capítulos 3 y 4, se ofrece una pequeña introducción tanto del simulador 3D que se emplea para analizar todas las estructuras mencionadas a lo largo del documento, como del banco de medida empleado para realizar las pruebas prácticas sobre todos los dispositivos de los que se dispone en el laboratorio, respectivamente.

En el quinto capítulo se estudia una lámina conductora, de manera que se obtengan resultados que puedan ser de utilidad en los análisis posteriores.

A partir de este punto, comienza el estudio de diferentes ejemplos de rejillas. En primer lugar, en los capítulos 6 y 7, se analiza una rejilla construida con el mismo material que la lámina conductora previa cuando la señal incide contra ella paralela o perpendicularmente y rotada un determinado ángulo, respectivamente.

Para justificar la implementación del grafeno como material de construcción para este tipo de rejillas, se comentan algunas de sus características y se muestran los resultados de varias pruebas llevadas a cabo sobre una resistencia de grafeno en el capítulo 8. Tras una breve introducción sobre este material, se estudia el comportamiento de dos dispositivos diferentes: los analizados en el capítulo 9 (una rejilla resistiva de grafeno) y en el 10 (dos rejillas perpendiculares entre sí y cuyas conductividades varían independientemente).

Para finalizar el documento, en el capítulo 11 se recogen unas breves conclusiones de todo el trabajo realizado y de los resultados obtenidos, así como nuevas vías por las que continuar el estudio de estos dispositivos.

Capítulo 2

Estado del arte

Radiación de Fondo Cósmico de Microondas

La radiación de Fondo Cósmico de Microondas, en inglés *Cosmic Microwave Background* (*CMB*), almacena una gran cantidad de información relativa al universo y su evolución. Esta radiación se encuentra llenando el universo por completo y, a pesar de que fue mencionada previamente desde el año 1948, su descubrimiento data del 1965. Además de toda la información que puede ofrecer el *CMB*, su gran importancia también radica en que es uno de los pilares fundamentales del modelo cosmológico del *Big Bang*, a pesar de que la radiación se emite unos 379000 años después de este suceso, cuando el universo aún se encuentra en un estado uniforme y en equilibrio térmico.

Las principales características del *CMB* son su espectro, el cual se puede modelar como el de un cuerpo negro, y que su radiación es muy isotrópica, siendo su nivel de anisotropía del orden de 10^{-5} . Las ondas que lo componen también tienen una ligera polarización, la cual puede descomponerse en dos campos. Uno de ellos es especialmente importante debido a que contiene información al respecto de las ondas gravitacionales en el origen del universo [1].

Para lograr la detección de las señales contenidas en el *CMB* es necesario disponer de dispositivos que cuenten con una pureza de polarización muy alta, es decir, que las pérdidas que introduzcan sean mínimas y que la polarización cruzada apenas afecte al comportamiento normal de la señal. Además, los que se están implementando en los últimos experimentos que estudian la detección de esta radiación cuentan con diámetros mucho mayores ($\approx 1,7\text{ m}$) [2] que los tradicionales ($\approx 30\text{ cm}$). El componente principal de los dispositivos encargados de la detección de las señales del *CMB* son las láminas de media onda, en inglés *half-wave plates* (*HWP*). Se encargan de modular en polarización las ondas electromagnéticas recibidas antes de que sean detectadas por el receptor y están formadas por un rotador de polarización que gira sobre sí mismo. Los modelos tradicionales de estos dispositivos, es decir, rotadores de polarización estáticos, están compuestos por varias mallas de materiales conductores superpuestas y

desfasadas cada una de ellas con un ángulo determinado respecto a la anterior. Su función principal consiste en modificar la orientación de la señal polarizada linealmente que incide contra ellos [3, 4, 5]. En el caso de las ondas milimétricas, las cuales forman parte de la radiación del *CMB*, es necesario producir una modulación adicional con el dispositivo, por lo que se han de emplear las *HWP*.

Clases de rotadores de polarización

Existen diferentes técnicas mediante las que implementar estos dispositivos. Las más empleadas son las basadas en refracción o en reflexión [1].

Polarizadores basados en refracción

El principio que siguen estos sistemas consiste en permitir el paso de las señales que inciden contra ellos pero modificando su ángulo de salida. Los métodos de fabricación de este tipo de láminas de media onda han sufrido grandes cambios a lo largo de su historia:

- **Materiales birrefringentes:** los elementos contruidos mediante estos materiales cuentan con una propiedad óptica que les permite separar un rayo que incide sobre ellos en dos perpendiculares entre sí y polarizados linealmente. Para modelarlos teóricamente, es posible suponer que el material tiene dos índices de refracción diferentes. Para fabricar *HWP* a partir de estos materiales, se seguían las pautas definidas por Pancharatnam [6, 7, 8, 9]. Este método no es eficaz a día de hoy debido a que las láminas contruidas mediante materiales birrefringentes no disponen de la robustez ni de las características necesarias para trabajar en los entornos requeridos.
- **Mallas metálicas:** para fabricar dispositivos de este tipo se utiliza la técnica de la fotolitografía [10]. El principal inconveniente de este método es, al igual que en el caso anterior, la escasa robustez obtenida en dispositivos de gran diámetro debido a que el sustrato sobre el que se deposita el cobre empleado tiene un grosor muy reducido.
- **Filtros de rejilla embebidos en dieléctricos:** las técnicas seguidas para la fabricación de este tipo de dispositivos [11] se trasladan al diseño de *HWP* [12]. A pesar de que a priori esta no es una técnica que permita fabricar componentes adecuados para ser empleados en el campo del *CMB*, debido a que la mayoría de resultados obtenidos representan pérdidas y errores de fase demasiado altos, existen estudios en los que se logra construir dispositivos mediante este método con una robustez y unos resultados de desfases y polarización cruzada adecuados [13].

A lo largo del documento se detalla el comportamiento de este último tipo de polarizadores, ya que están basados en el mismo principio que la mayoría de los dispositivos que se estudian.

Polarizadores basados en reflexión

En estos polarizadores se dispone de una lámina principal que refleja las componentes de la señal polarizadas en un determinado sentido. Las componentes polarizadas perpendicularmente a estas, la atraviesan y son posteriormente reflejadas mediante un espejo situado en paralelo a la lámina inicial. De este modo, se obtienen dos señales, polarizadas perpendicularmente entre sí y desfasadas en un ángulo definido por la distancia entre la lámina y el espejo. En la fig

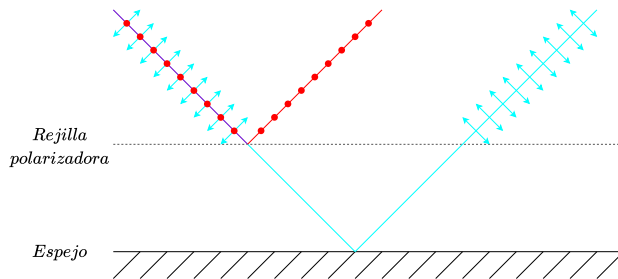


Figura 2.1: Principio de funcionamiento de los polarizadores por reflexión.

Al igual que en el caso de los polarizadores por refracción, existen diferentes métodos de fabricación para los basados en el principio de reflexión:

- **Capa de aire:** el espacio que separa la lámina polarizadora y el espejo encargado de reflejar la segunda componente de la señal está vacío. De manera similar a lo que sucede en el caso de las mallas metálicas de los polarizadores basados en refracción, esta construcción no ofrece una robustez suficiente para los diámetros requeridos por las aplicaciones en las que son implementados estos dispositivos.
- **Substrato dieléctrico:** al ser un problema similar, la solución del inconveniente anterior sigue una evolución en paralelo al de los polarizadores por refracción, embebiendo las láminas que controlan el paso de la señal en un substrato que aumenta la resistencia del sistema completo. Sin embargo, sigue contando con algún inconveniente, como que genera componentes frecuenciales no deseados, lo que obliga a la integración de un sistema de filtrado posterior.
- **Desfase variable:** el método de fabricación más innovador en estos sistemas consiste en integrar un desplazamiento sobre la lámina polarizadora perpendicular a ella misma. De este modo, es posible lograr que el desfase entre las dos componentes obtenidas mediante la descomposición de la señal original se pueda modificar.

Técnicas alternativas de diseño

A pesar de que la investigación en estos dispositivos ha resuelto la mayor parte de sus puntos negativos, existe uno aún presente en todas las técnicas nombradas anteriormente. Se trata de que en todos los casos se requiere algún tipo de movimiento mecánico, normalmente por rotación, que no debe afectar al funcionamiento del sistema receptor, ni reducir su fiabilidad, lo que es un inconveniente muy importante en misiones espaciales, con instrumentos embarcados en un satélite. En este tipo de entornos, la existencia de elementos mecánicos que lleven a cabo algún tipo de movimiento aumenta notablemente las probabilidades de que el sistema completo sufra una avería, que sería imposible de reparar en una misión espacial lejana.

Una de los objetivos que se plantean en este documento consiste en el diseño de un nuevo polarizador que sea capaz de ofrecer un funcionamiento similar al de los mencionados anteriormente pero que esté formado al completo por elementos estáticos. Para ello, se estudia la posibilidad de implementar nuevos materiales que varíen alguna de sus características por medio de un control electrónico externo y que, de esta manera, consigan replicar el comportamiento de los polarizadores tradicionales.

Capítulo 3

Simuladores 3D

En los análisis de varios de los dispositivos llevados a cabo durante este trabajo, se comparan los resultados obtenidos por diversos métodos para comprobar que no se han cometido errores en ninguno de ellos. Antes de comenzar con las medidas en el laboratorio y tras haber desarrollado un modelo matemático que se pueda estudiar teóricamente, se emplea un software específico para la simulación del sistema. Se trata de un simulador 3D, que permite el diseño de estructuras tridimensionales que representan el dispositivo a analizar. Sin embargo, este software no funciona como un simulador habitual, en el que se generan modelos circuitales formados por elementos convencionales de los que se extraen resultados, sino que permite definir cada una de las estructuras de las que está compuesto el sistema real a partir de sus dimensiones, el material del que están construidas...

En la actualidad, existe una gran variedad de simuladores de este tipo. A pesar de que alguno combina diferentes técnicas, la gran mayoría siguen el mismo método de funcionamiento, descomponiendo la estructura principal en otras de dimensiones finitas más reducidas, las cuales se analizan individualmente y simplifican en gran medida los cálculos necesarios para obtener un resultado. Este modo de funcionamiento se puede implementar por medio de diferentes técnicas de computación. Teniendo en cuenta únicamente dos de los simuladores 3D más importantes, se puede encontrar la técnica *FEM* (*Finite Element Method*) [14], implementada en *HFSS*, y el método *FIT* (*Finite Integration in Technique*) [15], empleado por el simulador *CST Studio Suite*. Cada una de ellas hace uso de diferentes versiones de las ecuaciones de Maxwell (diferenciales e integrales respectivamente).

Todos los análisis llevados a cabo por algún simulador de este tipo a lo largo de este documento están realizadas mediante *HFSS*.

Además del diseño de una estructura determinada y otras configuraciones que se tienen en cuenta y se comentan durante el documento cada vez que se analiza un nuevo dispositivo, en cada una de las simulaciones se han de establecer diferentes parámetros necesarios para que estas ofrezcan resultados adecuados que no se vean modificados por limitaciones internas del software:

- **Convergencia:** define el nivel de precisión que tiene que ser alcanzado por la simulación en curso. En el caso de que no se logre el valor deseado en una única etapa, es posible definir varias, de manera que en cada una de ellas el simulador se aproxime más a este. Al tratarse de estructuras sencillas todas las que se analizan en este proyecto, tras llevar a cabo varias pruebas, se llega a la conclusión de que no es necesario establecer un valor de convergencia tan preciso ni un número de etapas tan alto que ralenticen de manera notable la simulación.
- **Mesh operations:** como se comenta anteriormente, el simulador descompone la estructura diseñada en otras de menor tamaño para simplificar el análisis. El tamaño de las segundas es uno de los parámetros que el simulador permite modificar y es necesario asegurar que su valor es menor que la dimensión más pequeña empleada en el diseño, debido a que, en caso contrario, el software puede modelar la estructura de manera correcta y que los resultados no se correspondan con los del dispositivo real.

Clases de simulaciones

Como era de esperar, un simulador tan potente no ofrece únicamente un tipo de simulación. Existen tres clases diferentes, cada una con un método distinto para obtener resultados:

- **Driven modal:** calcula los parámetros S mediante los diferentes modos que muestra el dispositivo. De esta manera, la matriz de parámetros de dispersión se representa como coeficientes de reflexión y transmisión.
- **Driven terminal:** en este caso, los parámetros S se obtienen modelando el sistema como líneas de transmisión conductoras y la matriz con los diferentes resultados representa tensiones y corrientes.
- **Eigenmode:** emplea las frecuencias de resonancia del dispositivo para generar sus propios resultados.

A lo largo de este trabajo, la simulación empleada en todos los casos es *Driven modal*, debido a que facilita la observación del comportamiento de las señales cuando inciden contra los diferentes dispositivos. De esta manera, es mucho más sencillo comprobar cuánto porcentaje de la señal los atraviesa y cuánto es reflejado. Sin embargo, es necesario definir más parámetros para poder llevar a cabo una simulación en *HFSS*. Uno de los más relevantes consiste en la elección de las fuentes de excitación o puertos aplicados sobre alguna de las superficies del modelo. Para analizar las diferencias que existen entre los diferentes ejemplos que ofrece el simulador, se evalúan dos de estos puertos:

- **Waveport:** el sistema que modela este puerto está formado por una guía de onda de longitud semi-infinita conectada al mismo y con una estructura idéntica a la que definen las condiciones de contorno del dispositivo a

analizar. Estas condiciones de contorno hacen referencia a la composición de las diferentes caras del modelo, que definen el sentido de propagación de la señal. En este caso, se genera una estructura formada por dos planos de material conductor eléctrico perfecto (*PerfE*), paralelos entre sí y perpendiculares a otros dos planos de material conductor magnético perfecto (*PerfH*). La estructura descrita se puede observar en la figura 3.1a. Del mismo modo que en un sistema real, el vector eléctrico de la señal que se propaga por esta estructura es perpendicular a los planos definidos como conductores eléctricos. El principal inconveniente de este tipo de puertos tiene que ver con los planos recién mencionados, ya que, al tener que incluirlos es necesario fijar unas dimensiones concretas en el diseño y no se pueden modelar estructuras infinitas.

- **Floquet:** este tipo de puertos se emplean para la simulación de estructuras planas periódicas, ya que representan el sistema modelado de manera infinita. En ellos se generan unos modos *floquet*, ondas planas cuya dirección de propagación es dependiente de diferentes parámetros de la estructura, como su frecuencia, fase, geometría... En este caso, también es necesario definir condiciones de contorno (*master* y *slave*), pero no limitan las dimensiones de la estructura. Estas se sitúan del modo que se observa en la figura 3.1b y su función consiste en configurar el vector a partir del cual se replica la estructura del dispositivo. Es necesario definir tantos *master* y *slave* como el número de ejes de coordenadas a partir de los que se desea que se extienda el diseño.

La principal ventaja de estos puertos *floquet* consiste en que pueden ser empleados para configurar dos vectores eléctricos al no disponer de planos conductores que restrinjan la propagación de la señal.

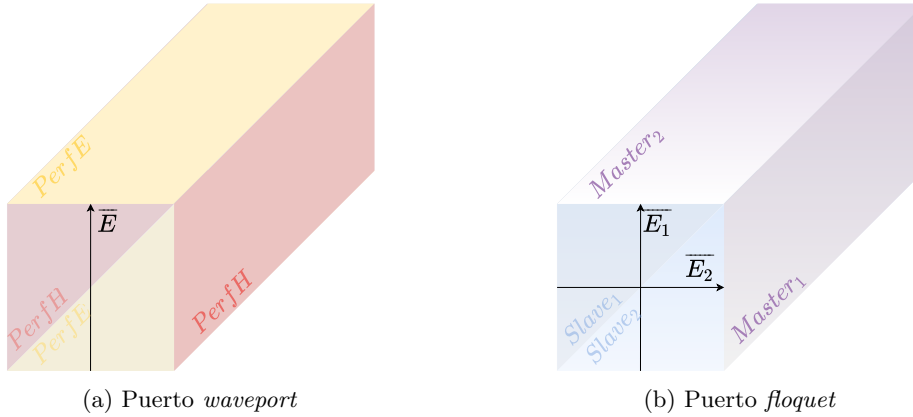


Figura 3.1: Diferentes tipos de puertos en *HFSS*.

Para comprobar si existe alguna diferencia a nivel de resultados entre los modelos diseñados con ambos puertos, se realiza una sencilla simulación con

uno de los dispositivos que más adelante se analizan en este documento. Las estructuras diseñadas en cada uno de los casos cuentan con las características recién comentadas. Como se puede observar en la figura 3.2, los resultados obtenidos por ambos en el caso de la magnitud del coeficiente de reflexión son muy similares.

A pesar de ello, en todas las simulaciones llevadas a cabo durante el proyecto se decide emplear *floquets*. Una de las razones tiene que ver con los planos de conductor adicionales que se ha de usar en el caso de los *waveport*, ya que puede que exista algún caso concreto en el que afecten al comportamiento del sistema, a pesar de que no se ha comprobado y en la simulación de la figura 3.2 no se observa ningún efecto no deseado. Sin embargo, la razón principal por la que se escogen estos puertos se debe a que facilitan la implementación de dos modos, lo cual resulta muy útil para el estudio de algunos dispositivos, como se comprueba más adelante.

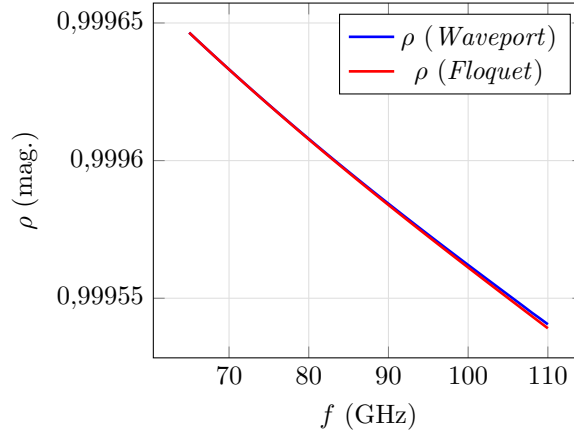


Figura 3.2: Comparación entre el comportamiento de puertos *waveport* y *floquet* en *HFSS* mediante una estructura como la analizada en el capítulo 5.

Capítulo 4

Banco de medida en banda W

En la mayoría de las medidas llevadas a cabo sobre los diferentes dispositivos analizados a lo largo de este documento se emplea el mismo montaje. Este está compuesto por diferentes elementos, entre los que destacan el analizador de redes *PNA-X N5242A (10 MHz - 26,5 GHz)* de *Agilent Technologies*, que permite observar los resultados obtenidos, y dos módulos de extensión de frecuencia *V10VNA2 WR10 (75 - 110 GHz)* de *OML*, que extienden el rango de frecuencias de medida a la banda *W (75 - 110 GHz)*. Estos últimos son los encargados de emitir, mediante antenas con estructura de bocina, la señal que se utiliza para estudiar un dispositivo determinado mediante los fenómenos ocurridos por su incidencia contra este. Para que se reduzcan las pérdidas en el interior de la estructura, se emplea un juego de lentes para confinar la señal transmitida. A continuación, se procede a detallar cada uno de los elementos recién mencionados y cómo se han situado para obtener unos resultados óptimos.

A lo largo de este documento, cada vez que se menciona la variable f , está referida a la frecuencia de la señal mediante la que se analiza un determinado dispositivo. Sin embargo, durante este capítulo, esta variable define la distancia focal de las lentes empleadas en el sistema de medida.

Estructura $4f$

El esquema de medida denominado estructura $4f$ es uno de los más empleados en los estudios de diferentes tecnologías ópticas. El nombre de la estructura se debe a que está formada por cuatro tramos de una distancia f , donde f se refiere a la distancia focal de las lentes empleadas para confinar la señal en una determinada región de distancia $2f$, en cuyo punto medio se encuentra el dispositivo a analizar. La señal empleada en el sistema y confinada por medio de las lentes plano-convexas, está generada mediante dos antenas, situadas en cada uno de los puertos de medida del analizador de redes y separadas cada una de

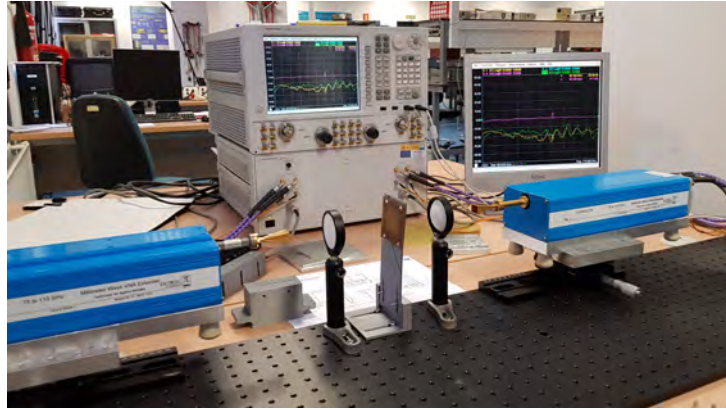


Figura 4.1: Fotografía del banco de medida empleado para analizar diferentes dispositivos en este documento.

las lentes por una distancia igual a f . La representación de esta arquitectura se muestra en la figura 4.2 [16].

Las principales ventajas de esta estructura consisten en su independencia respecto a otros factores que podrían impedir su implementación:

- No ha de cumplir la distancia de Fraunhofer, debido a que la confinación llevada a cabo por medio de las lentes permite transformar directamente la señal transmitida en una onda plana. De este modo, se logra una optimización del espacio que ocupa el sistema. La distancia de Fraunhofer se detalla más adelante en este documento, en la sección Ondas planas del capítulo Lámina conductora.
- Es independiente de la frecuencia de la señal utilizada. De este modo, no es necesario modificar la posición de ningún elemento de la arquitectura para comprobar el comportamiento de un dispositivo a lo largo del espectro, siempre que no varíen los componentes que la forman.

Por supuesto, esta arquitectura también cuenta con varios inconvenientes que le generan pérdidas de diferentes clases y que pueden empeorar los resultados obtenidos mediante ella:

- El desajuste entre la impedancia de las antenas y las lentes puede originar un incremento del coeficiente de reflexión entre ellas y causar pérdidas debidas a este efecto.
- Debido a que las lentes no son transparentes, sino que están construidas por un material dieléctrico que no se comporta de manera ideal (en este caso, teflón), se generan pérdidas por disipación de energía en su interior.

- El haz electromagnético de la señal aumenta su radio de propagación según se aleja del origen, lo que produce que las lentes no sean capaces de capturar por completo la señal emitida por la antena. Esto genera pérdidas debidas a los recortes realizados en el ancho del haz como causa de las dimensiones finitas de las lentes.
- En el caso de no disponer de herramientas que permiten la colocación de los diferentes elementos de la estructura con una precisión muy alta, se producen pérdidas ocasionadas por errores de alineación entre ellos.

Este último punto representa el inconveniente principal, ya que, como se puede observar en la figura 4.2, existe una gran cantidad de distancias a respetar. Estas se representan mediante los parámetros z_0 (distancia entre el origen de la señal transmitida en el interior de la antena y su extremo), f (distancia focal de las lentes), t_1 (anchura de las lentes) y h_1 (distancia entre la cara plana de la lente y su punto focal). A continuación se explica cómo calcular estas distancias para poder situar todos los elementos de manera óptima.

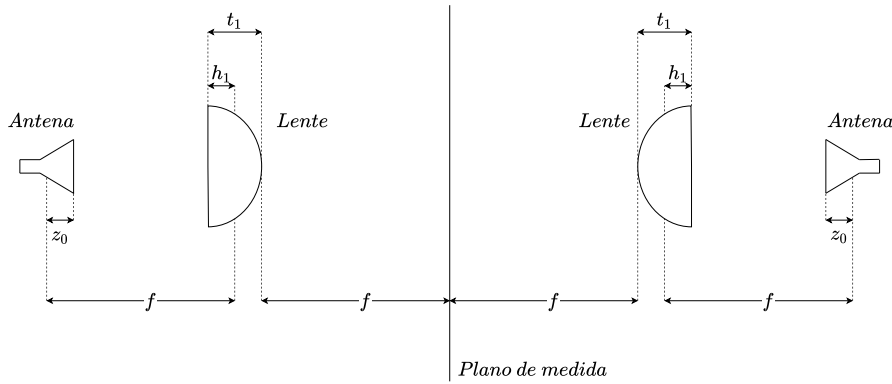


Figura 4.2: Esquema de la arquitectura $4f$.

Antenas

Las antenas empleadas en el banco de medida tienen forma de bocina rectangular. Las características principales de estas son las dimensiones de su extremo exterior ($a = 14,8 \text{ mm}$ y $b = 11 \text{ mm}$) y que están construidas de cobre y recubiertas de una capa de oro. El rango de frecuencias en el que las antenas trabajan correctamente, indicado en su hoja de características, se extiende desde los 75 hasta los 110 GHz . Sin embargo, el ancho de banda podría extenderse a frecuencias más bajas, siendo el límite la frecuencia de corte del modo más bajo, modo dominante, de la guía rectangular ($WR10$), por debajo de la cual no hay propagación en ella. Esta frecuencia de corte del modo dominante se calcula mediante el lado mayor de la guía de onda que transmite la señal hasta la bocina. En este caso, se trata de una guía $WR10$ cuyas dimensiones son

$2,54\text{ mm} \times 1,27\text{ mm}$. La frecuencia de corte se calcula a partir de la expresión 4.1, obteniendo como resultado 59 GHz .

$$\lambda = 2a \longrightarrow f_c = \frac{C}{\lambda} = \frac{C}{2a} \approx 59\text{ GHz} \quad (4.1)$$

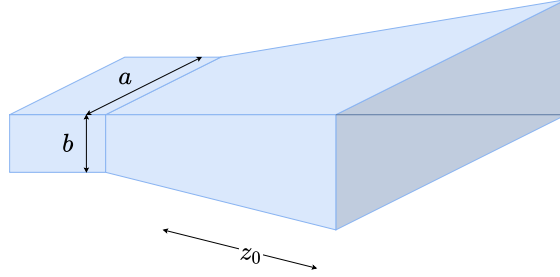


Figura 4.3: Esquema del exterior de las antenas.

Como se puede observar en la figura 4.3, se define una distancia z_0 en la antena, la cual indica el punto de referencia para el cálculo de la distancia focal (f) a efectos de la lente. La razón por la que no se encuentra en el plano de la boca de la bocina es debido a que ha de corresponder con el lugar en el que el ancho de haz de la señal es mínimo. Este ancho es conocido como *beam waist* o cintura de haz (ω_0). Por otro lado, en este punto la intensidad de la señal es máxima. En la figura 4.4 se puede comprobar de manera más clara la situación de los puntos recién mencionados.

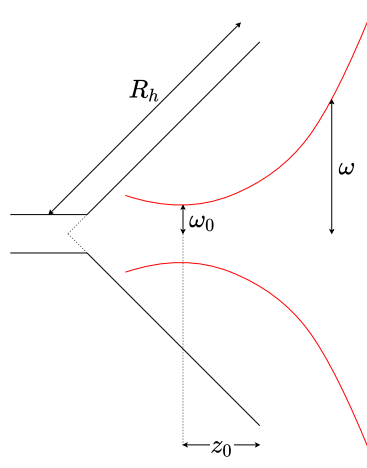


Figura 4.4: Esquema del interior de las antenas.

Para calcular la distancia z_0 es necesario disponer de varios parámetros:

- Radios óptimos del haz en el eje horizontal o en el vertical, definidos en las ecuaciones 4.2 y 4.3 [17].
- Longitud R_h representada en la figura 4.4 (50 mm).
- Longitud de onda (λ) a la frecuencia central de 90 GHz (3,33 mm).

$$\omega_x = 0,35a \quad (4.2)$$

$$\omega_y = 0,5b \quad (4.3)$$

Una vez se cuenta con todos los parámetros anteriores, es posible aplicar las ecuaciones 4.4 y 4.5 para calcular el *beam waist* y la distancia desde la boca de la antena hasta el punto donde este haz es mínimo respectivamente.

$$\omega_0 = \frac{\omega_{x/y}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\pi \omega_{x/y}^2}{\lambda R_h} \right)^2}} = 4,7 \text{ mm} \quad (4.4)$$

$$z_0 = \frac{R_h}{1 + \left(\frac{\lambda R_h}{\pi \omega_{x/y}^2} \right)^2} = 11,2 \text{ mm} \quad (4.5)$$

Lentes

Para considerar una lente ideal se le asigna un grosor muy reducido. De este modo, el punto focal de cada una de sus caras se encuentra situado en el mismo plano. Sin embargo, en lentes reales no se puede considerar esta condición, ya que cada extremo tiene un plano determinado sobre el que se sitúa su punto focal. En el caso de una lente como la utilizada en esta estructura, con una cara plana y otra curva, el plano sobre el que se encuentra el punto focal de la segunda se sitúa en un plano tangente a la cara curva. Por tanto, no es necesario llevar a cabo ningún cálculo adicional para situar el dispositivo bajo test a una distancia f de la lente. Sin embargo, en el caso de la cara plana, es necesario conocer a qué profundidad se encuentra el punto focal.

El primer parámetro que se ha de conocer para obtener esta distancia es la constante dieléctrica del teflón, material del que está construida la lente (ecuación 4.6).

$$\varepsilon_r = 2,05 \quad \longrightarrow \quad n = \sqrt{\varepsilon_r} = 1,43 \quad (4.6)$$

Una vez se dispone de este parámetro, se procede al cálculo de la curvatura de cada una de las caras de la lente. En el caso de la cara plana, se considera un radio infinito ($R_1 = \infty$). Para calcular la curvatura de la cara opuesta, se

emplea la fórmula de Lensmaker [18] (ecuación 4.7). Mediante esta expresión se comprueba que la curvatura de la lente depende de su distancia focal. Por tanto, debido a que las lentes disponibles en el laboratorio son unas *LAT075* de *Thorlabs* con una distancia focal de 75 mm , la curvatura de su cara es $R_2 = -32,25 \text{ mm}$.

$$\frac{1}{f} = (n - 1) \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) \longrightarrow R_2 = -(n - 1)f \quad (4.7)$$

A partir de los parámetros calculados anteriormente y del espesor de la lente ($t_1 = 16,9 \text{ mm}$), es posible obtener la posición del plano sobre el que se encuentra el punto focal de la cara plana respecto a esta (h_1). El resultado se muestra en la ecuación 4.8 y todas las distancias por las que se compone la lente están representadas en la figura 4.5.

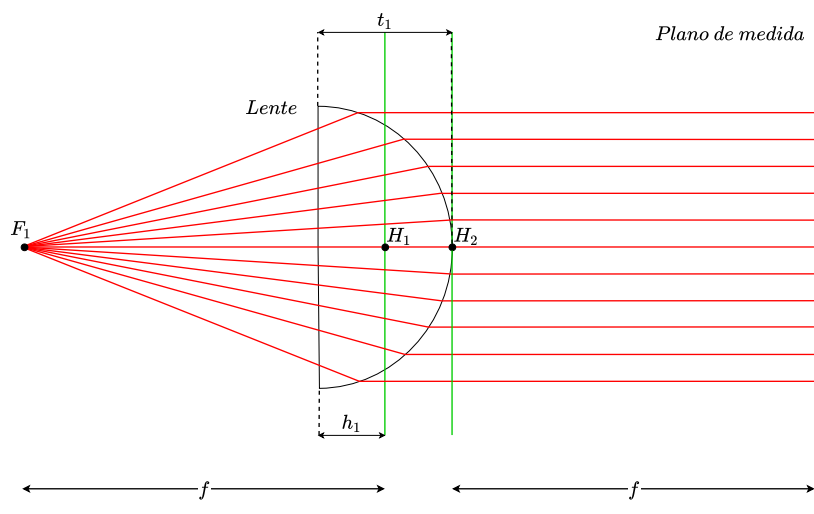


Figura 4.5: Esquema de las lentes empleadas en el banco de medida.

Pérdidas por recorte del ancho del haz

Como se indica al inicio del capítulo, una de las principales causas por las que se producen pérdidas en los sistemas basados en la estructura $4f$ consiste en la incapacidad de las lentes de captar el haz recibido al completo debido a sus dimensiones limitadas. Para que estas pérdidas no afecten a las medidas realizadas, es necesario que se cumpla la condición [16] de la ecuación 4.9.

$$D > 4\omega, \quad (4.9)$$

donde D es el diámetro de la lente que recibe la señal (en el caso de las lentes *LAT075*, 2" o, aproximadamente, 50 mm) y ω , la anchura del haz en el punto en el que la señal incide contra la lente. Para calcular este último parámetro, se emplea la expresión de la ecuación 4.10 [16], donde ω_0 representa el *beam waist* y se modela la lente como ideal, de manera que no haya que tener en cuenta la profundidad del punto focal.

$$\omega(z) = \omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda z}{\pi \omega_0^2} \right)^2} = \omega(f) = \omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda f}{\pi \omega_0^2} \right)^2} = 17,51 \text{ mm} \quad (4.10)$$

Una vez conocido el ancho del haz en el punto deseado, se compara frente al diámetro de la lente (ecuación 4.11). El resultado indica que el diámetro de la lente no alcanza un valor de al menos cuatro veces la anchura del haz, por lo que las lentes empleadas no permiten disponer de un banco de medida óptica.

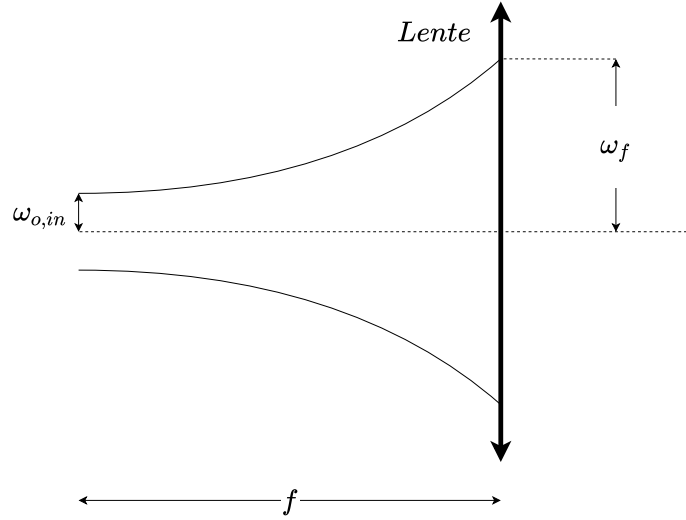


Figura 4.6: Representación del aumento del ancho del haz según se propaga la onda.

Capítulo 5

Lámina conductora

A pesar de que el estudio principal de este documento trata sobre el comportamiento de rejillas construidas mediante diferentes técnicas, previamente se analiza el funcionamiento de una lámina de material conductor. Para ello, en primer lugar se emplea un modelo en el que se definen tanto el tipo de ondas empleado para el análisis como diversos parámetros que caracterizan este sistema.

Ondas planas

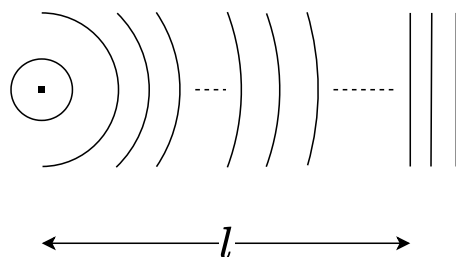


Figura 5.1: Propagación de una onda.

La distancia a la fuente a partir de la cual una onda se puede considerar plana (distancia de Fraunhofer) está definida por la ecuación 5.1 [19].

$$l \geq \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (5.1)$$

donde D representa la dimensión máxima de la fuente empleada (por ejemplo, el diámetro de la antena emisora) y λ es la longitud de onda de la señal emitida.

A partir del punto en el que una onda comienza a considerarse plana, se modela mediante dos componentes: un campo eléctrico y uno magnético. Ambos son perpendiculares entre sí y se propagan a través del mismo eje por el que se transmite la onda. A su vez, ambos campos pueden representarse como la suma de dos señales que se propagan en direcciones opuestas, es decir, una onda positiva (incidente) y una negativa (reflejada). Las expresiones que describen cada uno de estos campos están recogidas en las ecuaciones 5.2 y 5.3 [20].

$$E_x = \overline{E_x}^+ + \overline{E_x}^- = E_x^+ e^{-jkz} + E_x^- e^{jkz} \quad (5.2)$$

$$H_y = \frac{1}{\eta}(\overline{E_x}^+ - \overline{E_x}^-) = \frac{1}{\eta}(E_x^+ e^{-jkz} - E_x^- e^{jkz}) \quad (5.3)$$

En las anteriores ecuaciones, el parámetro η representa la impedancia del medio a través del que se propaga la onda y para obtenerlo es necesario conocer la permeabilidad y la permitividad relativa de este. En el caso del aire, donde el valor de ambos parámetros son similares a los del vacío, su impedancia se obtiene mediante la expresión 5.4.

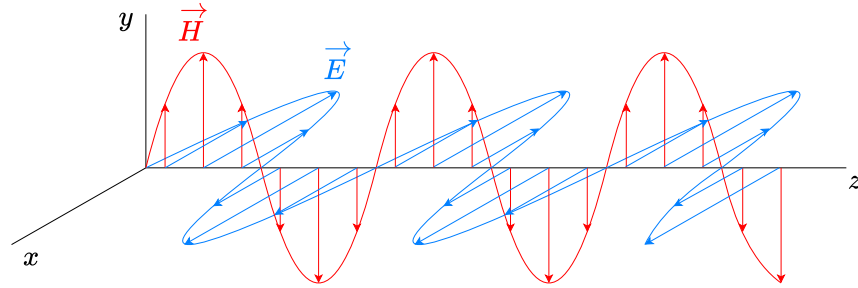


Figura 5.2: Componentes de una onda plana.

Incidencia normal en un plano conductor ideal

Si en la trayectoria de una onda plana se sitúa un plano conductor ideal, es decir, con conductividad infinita, perpendicular al eje de propagación de esta,

se produce una incidencia normal de la onda incidente, la cual se refleja por completo en la superficie del conductor. Por tanto, en este punto de colisión ($z = 0$), la componente del campo eléctrico propagada en la dirección positiva del eje tiene el mismo valor que la transmitida en sentido negativo. De este modo, el campo eléctrico se anula en el punto $z = 0$ (ecuación 5.5).

i)

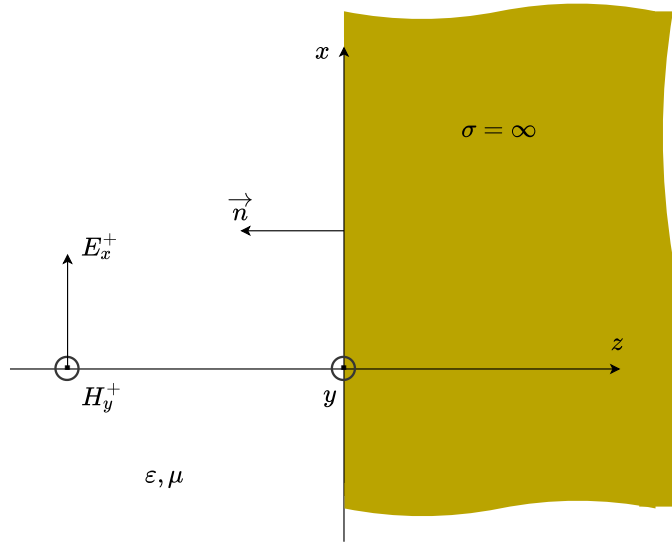


Figura 5.3: Diagrama de la incidencia normal de una onda plana contra un plano conductor ideal.

A partir de la ecuación 5.5, es posible definir mediante la expresión de una onda estacionaria tanto el campo eléctrico

$$\begin{aligned}
 E_x &= \overline{E_x}^+ + \overline{E_x}^- = E_x^+ e^{-jkz} + E_x^- e^{jkz} = \\
 &= E_x^+ e^{-jkz} - E_x^+ e^{jkz} = \\
 &= E_x^+ (e^{-jkz} - e^{jkz}) = \\
 &= -2jE_x^+ \sin kz,
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

como el campo magnético

$$\begin{aligned}
H_y &= \frac{1}{\eta}(\overline{E_x}^+ - \overline{E_x}^-) = \frac{1}{\eta}(E_x^+ e^{-jkz} - E_x^- e^{jkz}) = \\
&= \frac{1}{\eta}(E_x^+ e^{-jkz} + E_x^+ e^{jkz}) = \\
&= \frac{E_x^+}{\eta}(e^{-jkz} + e^{jkz}) = \\
&= \frac{2E_x^+}{\eta} \cos kz
\end{aligned} \tag{5.7}$$

Si las ecuaciones anteriores se resuelven para el punto de incidencia $z = 0$ se comprueba que el campo eléctrico tiene un valor nulo:

$$E_x(z = 0) = -2jE_x^+ \sin 0 = 0 \tag{5.8}$$

$$H_y(z = 0) = \frac{2E_x^+}{\eta} \cos 0 = \frac{2E_x^+}{\eta} \tag{5.9}$$

Debido a que la única componente restante de la onda plana en el punto de incidencia es el campo magnético, todas las corrientes superficiales generadas en el plano dependen de dicho valor de campo magnético. Para obtener el valor de la corriente superficial es necesario calcular el producto vectorial del campo magnético en ese punto con el vector unitario normal al plano. De este modo se obtiene un nuevo vector que se desplaza perpendicularmente a ambos:

$$\overline{J_s} = \hat{n} \times \overline{H} = \frac{2E_x^+}{\eta} \hat{x} \text{ (A/m)} \tag{5.10}$$

A partir del vector de corriente superficial es posible conocer la corriente total que se transmite en un determinado ancho del plano (h):

$$I = J_s \cdot h \text{ (A)} \tag{5.11}$$

Ondas planas en conductores

Para transformar el modelo ideal anterior en otro formado por elementos reales, es necesario tener en cuenta dos puntos:

- El material de la lámina contra la que incide la onda plana ha de ser un buen conductor, de manera que su comportamiento se asemeje lo máximo posible al de un conductor ideal. Estos materiales cuentan con conductividades superiores a 10^7 S/m (por ejemplo, la conductividad del cobre es de, aproximadamente, $5,8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$).

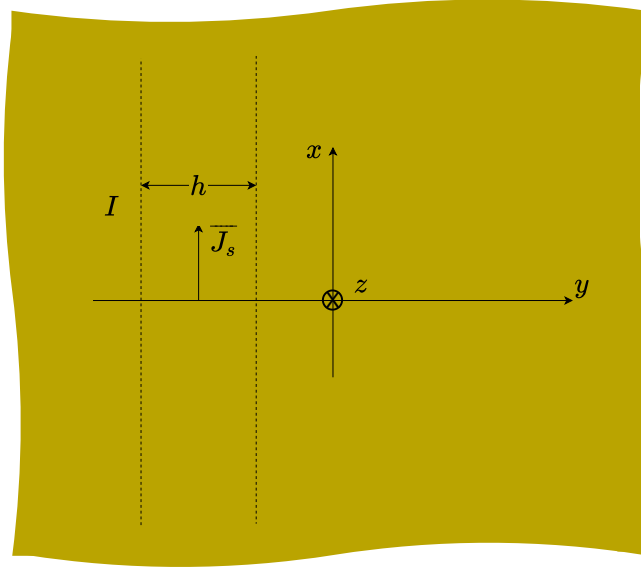


Figura 5.4: Corriente generada en un plano tras la incidencia de una onda plana.

- Existen varios parámetros que, cuando el material no tiene una conductividad infinita, comienzan a tomar relevancia y son útiles para definir el comportamiento de las ondas planas cuando se propagan por diversos materiales.

A continuación, se estudian varios de estos parámetros que, en puntos posteriores, facilitan el modelado de un sistema teórico que represente el evento que se desea estudiar, es decir, la incidencia de una onda plana contra una lámina de conductor.

Constante dieléctrica

La permitividad, o constante dieléctrica, describe el modo en el que un campo eléctrico se ve afectado por un medio y viceversa. Más concretamente, en este caso se emplea para conocer las diferentes corrientes que se generan en el conductor por la incidencia de una onda plana.

Partiendo de las ecuaciones de Maxwell, se observa como la constante dieléctrica actúa sobre el valor del campo eléctrico:

$$\nabla \times \overline{H} = j\omega\epsilon\overline{E} = j\omega(\epsilon' - j\epsilon'')\overline{E} \quad (5.12)$$

Conociendo además que el material con el que está construida la lámina es un buen conductor, es posible sustituir los términos ϵ' y ϵ'' por la constante dieléctrica del vacío (ϵ_0) y el cociente de la conductividad del material entre la frecuencia angular de la señal ($\frac{\sigma}{\omega}$) respectivamente [21]:

$$\nabla \times \overline{H} = j\omega\varepsilon_0 \left(1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}\right) \overline{E} \quad (5.13)$$

Simplificando la expresión anterior se obtienen un término real y otro imaginario. Cada uno de ellos representa un tipo de corriente generada en la lámina de conductor. Para conocer cuál de ellas predomina sobre la otra, se analiza la relación de la conductividad respecto a la frecuencia angular y la constante dieléctrica del vacío:

$$\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} = \frac{10^7}{\frac{1}{36\pi 10^9} \cdot 2\pi f} = \frac{1,8 \cdot 10^{17}}{f} \gg 1 \quad (5.14)$$

La sentencia anterior es válida para señales que trabajen por debajo de 10^{17} Hz , es decir, fuera del rango óptico. Debido a que el sistema modelado en este caso trabaja en un rango de frecuencias que ronda los GHz , es posible indicar que en la ecuación 5.15, el término real, que representa la corriente de conducción, es mucho mayor que el imaginario, la corriente de desplazamiento. La causa de este suceso es el buen conductor del que está construida la lámina contra la que incide la onda plana. De este modo, la mayor parte de la señal es reflejada, mientras que únicamente una pequeña cantidad de energía es capaz de penetrar en la lámina.

$$\nabla \times \overline{H} = \sigma \overline{E} + j\omega\varepsilon_0 \overline{E} \quad (5.15)$$

Constante de propagación

Si el material de la lámina fuese un conductor ideal, toda la señal se vería reflejada. Sin embargo, debido a que la conductividad del nuevo material no es infinita, hay cierta parte de la señal que penetra en la lámina. Para conocer cómo se comporta esta en el interior del conductor es necesario analizar la constante de propagación y la profundidad de penetración. Esta última es inversamente proporcional a la conductividad del material que se desea atravesar y a la frecuencia de la señal con la que se incide:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (5.16)$$

Una vez se conoce la profundidad de penetración, es posible obtener la constante de propagación en el material conductor, la cual está formado por dos términos, uno real y otro imaginario, ambos con la misma magnitud (el valor inverso de la profundidad de penetración):

$$\gamma = j\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_{ef}} = j\omega\sqrt{\mu_0\frac{-j\sigma}{\omega}} = j\sqrt{-2j}\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} = \frac{1+j}{\delta} \quad (5.17)$$

Impedancia de onda

Dependiendo de la conductividad del material y la frecuencia de la onda plana, la impedancia que ofrece la lámina varía. Para conocer el valor de este parámetro, se emplea la misma expresión con la que se obtiene la impedancia del aire (ecuación 5.4), pero sustituyendo la constante dieléctrica del vacío por la correspondiente al nuevo material conductor.

$$\begin{aligned} Z_w &= \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma \delta^2} \cdot \frac{\omega}{-j\sigma}} = \sqrt{\frac{2}{-j} \cdot \frac{1}{\sigma^2 \delta^2}} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{-j}} \cdot \frac{1}{\sigma \delta} = \end{aligned} \quad (5.18)$$

El parámetro R_s se
tencia de una sección
que la lámina no fuese
multiplicando el valor

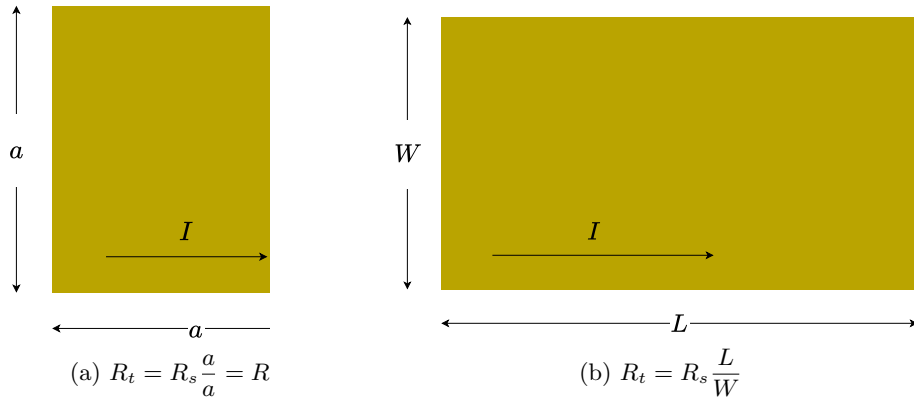


Figura 5.5: Resistencia total dependiendo de las dimensiones del conductor.

Modelo teórico

Tras haber analizado todos los parámetros que caracterizan tanto a las señales como a los medios por los que estas pueden propagarse, es posible desarrollar un modelo teórico a partir del cual se obtienen resultados que muestran

el comportamiento del sistema. El objetivo del estudio consiste en comprobar cómo se modifica el comportamiento de un conductor cuando su espesor se reduce por debajo de la profundidad de penetración. Para ello, se modela un sistema similar al que se ha estudiado previamente: una lámina de un buen conductor, situada entre dos zonas de vacío, contra la que incide una onda plana que se propaga en la dirección z . Se analizan las ondas reflejadas y transmitidas, y se comparan los resultados con los obtenidos en el caso de una lámina de mayor espesor. Se analiza la señal de la muestra.

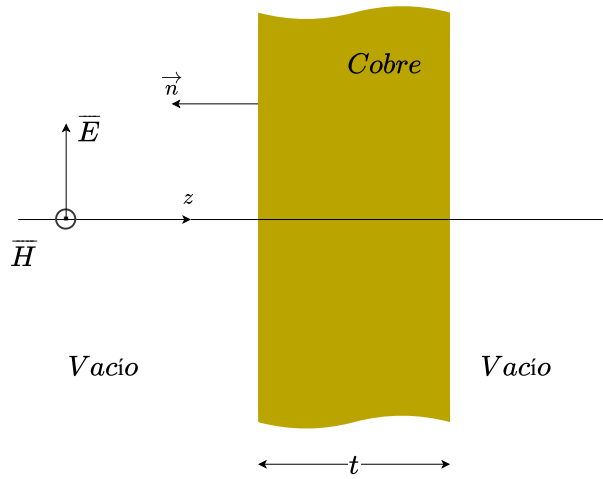


Figura 5.6: Modelo teórico a analizar.

Para poder desarrollar un modelo matemático que permita obtener unos resultados adecuados, se decide transformar las diferentes etapas del modelo teórico (vacío, conductor, vacío) en varios tramos de líneas de transmisión equivalentes. En la figura 5.7a se puede observar esta transformación y las impedancias características de cada uno de los tramos, correspondientes a los obtenidos en apartados anteriores. Para simplificar de nuevo el modelo, se modifica la última etapa de líneas de transmisión (equivalente al segundo tramo de vacío) por una carga de impedancia característica η_0 . Este último modelo se observa en la figura 5.7b.

En el esquema de líneas de transmisión definitivo también se indican los coeficientes de reflexión en cada uno de los puntos del modelo, así como la impedancia de entrada de la lámina de conductor. Estos parámetros se utilizan a continuación para proseguir con el estudio del sistema y observar su comportamiento.

En primer lugar, se obtiene el coeficiente de reflexión en la salida. La expresión de todos los coeficientes de reflexión depende de las impedancias observadas en las direcciones opuestas desde ese punto. En el caso de ρ_L , la impedancia de

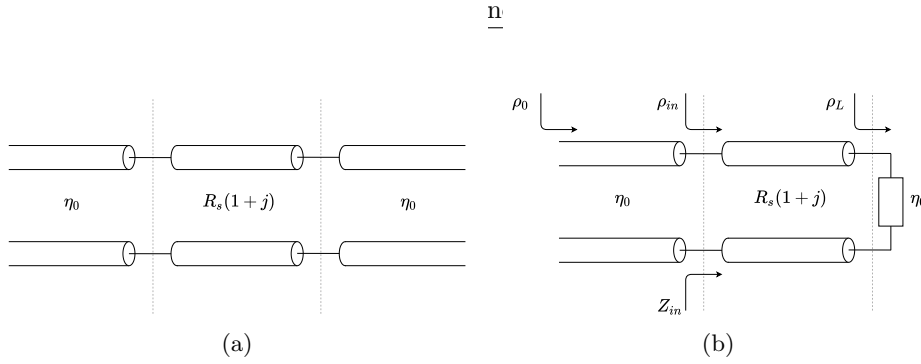


Figura 5.7: Modelo con líneas de transmisión equivalentes.

salida es la del aire y la característica de la línea es la impedancia de la lámina de cobre:

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{\eta_0 - R_s(1+j)}{\eta_0 + R_s(1+j)} \quad (5.19)$$

Para el cálculo del coeficiente de reflexión en la entrada no se emplea el mismo método, sino que se le aplica el desplazamiento de la línea correspondiente, en este caso con una longitud igual a t (espesor del conductor). Para esta transformación también se tiene en cuenta la constante de propagación (γ) analizada previamente en la ecuación 5.17:

$$\rho_{in} = \rho_L \cdot e^{-2\gamma t} \quad (5.20)$$

En la figura 5.8 se representa el coeficiente de reflexión en el extremo de la lámina, el cual tiende a la unidad para espesores muy reducidos y a valor nulo cuando este parámetro de la lámina aumenta.

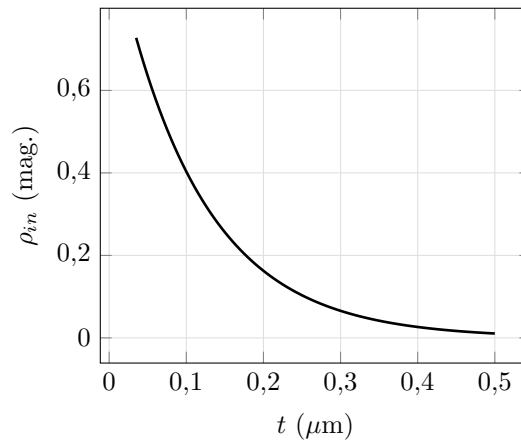


Figura 5.8: Coeficiente de reflexión ρ_{in} .

Gracias a los cálculos anteriores, se obtiene la impedancia de entrada, parámetro que se analiza para diferentes grosores:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \rho_{in}}{1 - \rho_{in}} = R_s(1 + j) \frac{1 + \rho_{in}}{1 - \rho_{in}} \quad (5.21)$$

Si se lleva a cabo una representación de la impedancia de entrada (figura 5.9) se pueden comprobar varios puntos:

- Cuando el espesor de la lámina es muy grande, tanto la parte real como la imaginaria son iguales. Esto es debido a que el cociente $\frac{1 + \rho_{in}}{1 - \rho_{in}}$ tiende a la unidad cuando el coeficiente de reflexión en la entrada es nulo.
- Según el espesor se va reduciendo, especialmente cuando pasa por debajo de la profundidad de penetración ($0,22 \mu m$), la parte imaginaria de la impedancia tiende a cero (eliminando así las pérdidas generadas por esta), mientras que la resistiva comienza a aumentar notablemente. La explicación de este último suceso radica en la mayor oposición al paso de la corriente en un material delgado frente a uno con mayor espesor.

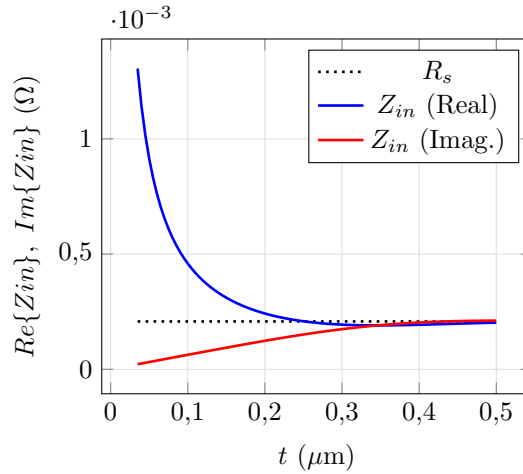
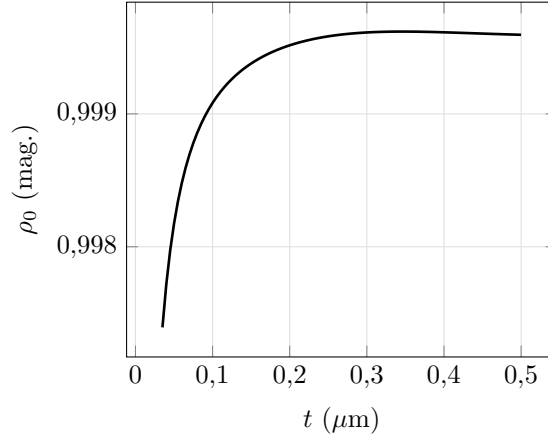


Figura 5.9: Impedancia de entrada Z_{in} .

Representando la magnitud del coeficiente de reflexión a la entrada del circuito (figura 5.10), es decir, al comienzo del primer tramo de vacío, se observa que su valor es prácticamente igual a la unidad independientemente del espesor empleado. Esto se corresponde con el comportamiento teórico de una lámina de cualquier buen conductor, ya que refleja toda la señal que incide contra ella.

A continuación, se procede al desarrollo de la expresión que define la impedancia de entrada. Según se avanza en este proceso, se llevan a cabo diferentes aproximaciones, la mayoría de ellas únicamente válidas en el caso de que el


 Figura 5.10: Coeficiente de reflexión a la entrada del circuito ρ_0 .

grosor de la lámina sea muy reducido. Por ello, los resultados ofrecidos por la expresión final sólo son comparados con la original en el rango de los nanómetros.

Tras desarrollar la ecuación 5.21 se obtiene la expresión 5.22. En ella se lleva a cabo la primera aproximación, teniendo en cuenta que la impedancia del aire (377Ω) es mucho mayor que la impedancia por cuadro del conductor ($1/\sigma\delta = 0,0783 \Omega$). En este caso, el espesor de la placa no influye en la simplificación. La expresión que define la impedancia de entrada tras esta aproximación es la ecuación 5.23.

$$Z_{in} = R_s(1+j) \frac{\eta_0 (1 + e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta}) + R_s(1+j) (1 - e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta})}{\eta_0 (1 - e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta}) + R_s(1+j) (1 + e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta})} \quad (5.22)$$

$$Z_{in} \approx R_s(1+j) \frac{\eta_0 (1 + e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta})}{\eta_0 (1 - e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta})} = R_s(1+j) \frac{1 + e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta}}{1 - e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta}} \quad (5.23)$$

En la ecuación anterior existen dos términos exponenciales diferentes, uno real y otro imaginario. Cada uno de ellos se desarrolla por medio de una serie de Taylor, que tiene la forma mostrada en la ecuación 5.24.

$$e^x \approx 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} \dots \quad (5.24)$$

De este modo, ambos términos se aproximan de la manera mostrada en la ecuación 5.25.

$$\begin{cases} e^{-2t/\delta} \approx 1 - 2t/\delta \\ e^{-j2t/\delta} \approx 1 - j2t/\delta \end{cases} \quad (5.25)$$

Para asegurar que en la aproximación realizada en la ecuación 5.25 se han escogido suficientes términos, se realiza una representación gráfica. En la figura 5.11 se observa que, cuando el grosor de la lámina se reduce, los términos aproximados tienden al valor de los originales. Por lo tanto, los espesores para los que es válida esta aproximación se encuentran por debajo de los 100 nm. De este modo, la expresión final de la impedancia de entrada únicamente se puede analizar por debajo de este valor.

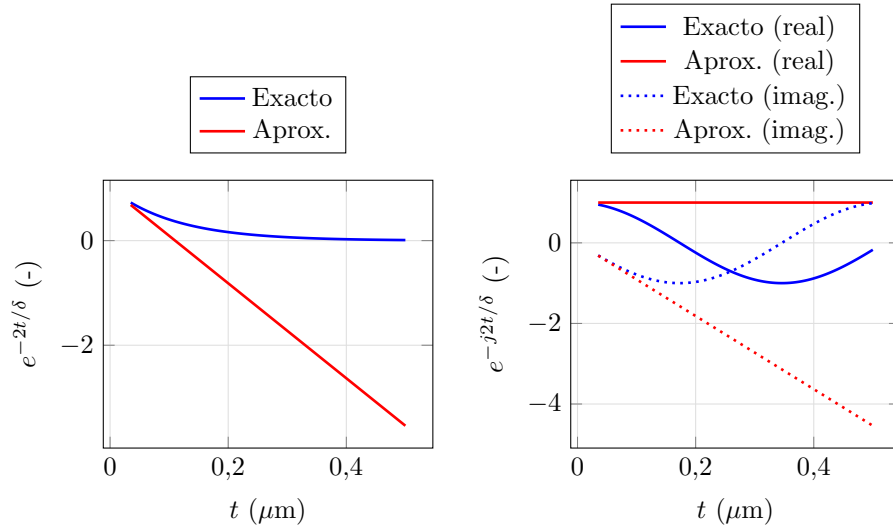


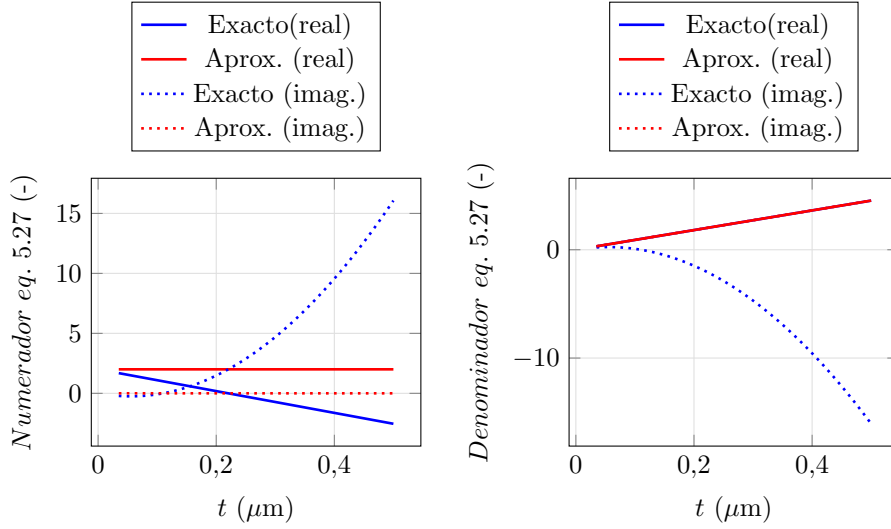
Figura 5.11: Aproximación mediante series de Taylor de la ecuación 5.25.

$$Z_{in} \approx R_s(1+j) \frac{1 + (1 - 2t/\delta)(1 - j2t/\delta)}{1 - (1 - 2t/\delta)(1 - j2t/\delta)} \quad (5.26)$$

Una vez sustituidas las dos aproximaciones en la expresión que define la impedancia de entrada, se obtiene la ecuación 5.26. Desarrollando esta, se llega al último punto en el que se realiza una aproximación (ecuación 5.27).

$$Z_{in} \approx R_s(1+j) \frac{2 - \frac{2t}{\delta} + j \left(\left(\frac{2t}{\delta} \right)^2 - \frac{2t}{\delta} \right)}{\frac{2t}{\delta} - j \left(\left(\frac{2t}{\delta} \right)^2 - \frac{2t}{\delta} \right)} \quad (5.27)$$

La tercera aproximación realizada supone que el cociente entre el espesor de la lámina y la profundidad de penetración es mucho menor que la unidad. De este modo, es posible despreciar la mayoría de términos del numerador y el denominador de la ecuación 5.27 frente a los más grandes. Al igual que la anterior aproximación, esta únicamente se ha considerado para espesores muy bajos, como se puede observar en la figura 5.12.

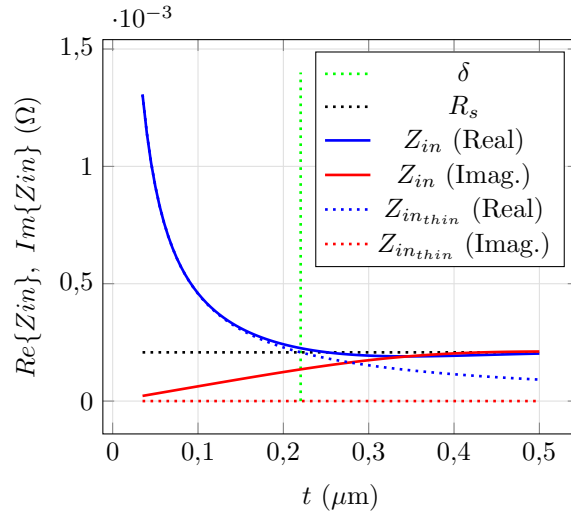

 Figura 5.12: Aproximación considerando $t/\delta \ll 1$.

Por tanto, tras todas las aproximaciones anteriores se obtiene una expresión que indica que la impedancia de entrada para espesores mucho menores que la profundidad de penetración únicamente depende del propio espesor de la lámina y de la conductividad del material del que está formada esta. Además, como se puede comprobar mediante la ecuación 5.28, la impedancia de entrada sólo está constituida por una parte resistiva, mientras que la parte imaginaria tiene un valor nulo.

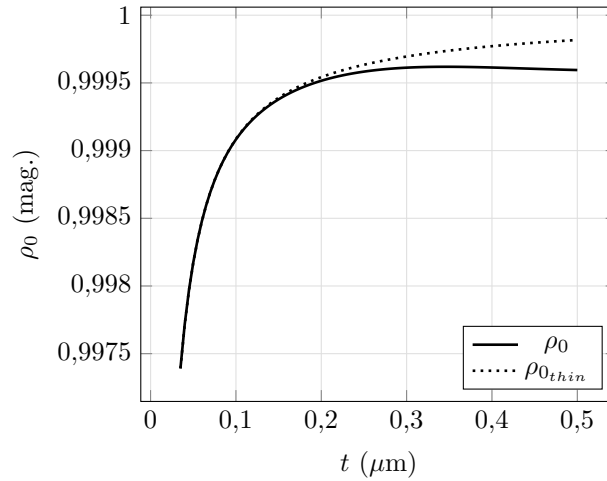
$$\begin{aligned}
 Z_{in} &\approx R_s(1+j) \left(\frac{2}{\frac{2t}{\delta} + j\frac{2t}{\delta}} \right) = R_s(1+j) \left(\frac{1}{\frac{t}{\delta}(1+j)} \right) = \\
 &= R_s \frac{\delta}{t} = \frac{1}{\sigma\delta} \frac{\delta}{t} = \frac{1}{\sigma t}
 \end{aligned} \tag{5.28}$$

Para asegurar que la expresión final de la impedancia de entrada para espesores estrechos ($Z_{in_{thin}}$) es equivalente a la original, se lleva a cabo una representación de ambas. Esta comparación está plasmada en la figura 5.13 y en ella se puede observar, como se acaba de comentar, que únicamente en la región en la que los espesores se encuentran por debajo de la profundidad de penetración ambos resultados coinciden. Esto se debe a que todas las aproximaciones llevadas a cabo anteriormente toman ese criterio. Además, por causa de estas simplificaciones, la parte imaginaria de la impedancia de entrada ha sido reducido a un valor nulo para cualquier espesor.

Adicionalmente a la impedancia de entrada, también se compara el coeficiente de reflexión a la entrada del circuito. Como se ha comentado previamente,

Figura 5.13: Comparación entre ambas expresiones de Z_{in} .

este ha de ser cercano a la unidad para que corresponda con el funcionamiento teórico de una lámina de este tipo y, según se observa en la figura 5.14, este punto se sigue cumpliendo con la nueva impedancia de entrada. A pesar de que en este caso ambos resultados son muy similares para todos los espesores, únicamente se han de tener en cuenta los que se encuentren por debajo de la profundidad de penetración.

Figura 5.14: Comparación entre coeficientes de reflexión ρ_0 .

Simulación

Adicionalmente a las comprobaciones realizadas anteriormente observando los resultados obtenidos mediante los cálculos teóricos, se lleva a cabo una simulación del mismo modelo por medio del software *HFSS*. Gracias a este, se generan unos resultados más próximos al comportamiento real del sistema y se representan estos mediante otros métodos que facilitan su visualización.

Diseño y simulación de la estructura

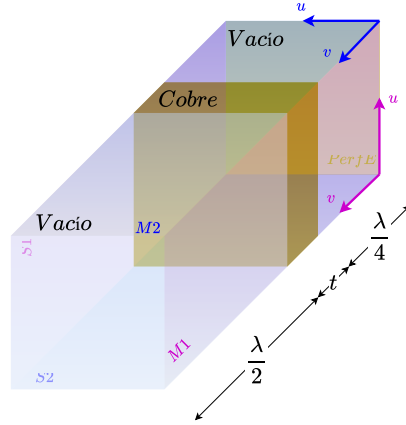
Para poder llevar a cabo la simulación en *HFSS* es necesario diseñar un modelo con dimensiones concretas que represente el sistema con el que se trabaja: una lámina de conductor situada entre dos etapas de vacío. Sin embargo, previamente al comienzo del diseño de esta estructura se genera un nuevo proyecto en el que se definen variables básicas para la simulación, como la frecuencia de la señal ($f = 90 \text{ GHz}$); la velocidad de una señal electromagnética en el vacío, de la cual se ha utilizado el valor exacto ($c = 2,99792458 \cdot 10^8 \text{ m/s}$), ya que tras varias pruebas se ha comprobado que los resultados son más exactos de este modo; y la longitud de onda de la señal ($\lambda \approx 3,33 \text{ mm}$), calculada a partir de los dos parámetros anteriores.

Una vez se han incluido todas las variables que definen la señal utilizada en la simulación, se comienza con el diseño de la estructura a simular, la cual está compuesta principalmente por un prisma rectangular de base cuadrada (las dimensiones de esta son indiferentes, como se explica más adelante). El material que se asigna a este primer elemento es el vacío definido en *HFSS*, que incluye sus características básicas, y su longitud se indica como la suma de $3\lambda/4$ y la variable t . Esta última también se define en el proyecto y representa el espesor de la lámina de conductor, por lo que el valor inicial que se le asigne es indiferente, ya que posteriormente se emplea un barrido de valores en un rango determinado.

En el interior del prisma anterior se incluye una lámina de cobre (se modifica el material definido por *HFSS* para asignarle una conductividad de $5,8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$), con unas dimensiones iguales que este y con un espesor de valor t .

Como se comenta previamente, las dimensiones de la base del prisma en el que se incluye la lámina de cobre no son relevantes. Esto es debido a que se utiliza una simulación con puerto *floquet*. Este genera simétricamente copias de la estructura original respecto a unas condiciones de contorno (*master* y *slave*) previamente definidas (en este caso, los *master* están situados en las capas perpendiculares entre sí del prisma). Además, en esta simulación el puerto *floquet* no puede situarse sobre las caras de la lámina, por lo que esta se ha de situar a unas distancias específicas del propio puerto:

- A $\lambda/4$ del extremo en el que no se sitúa ningún puerto. Esta distancia se debe a que, en ese punto, la lámina tiene que detectar un circuito abierto (ya que tiene una etapa de vacío), por lo que, al situar una placa de conductor perfecto a $\lambda/4$, esta invierte su comportamiento, actuando como el circuito abierto recién mencionado.

Figura 5.15: Estructura a simular mediante *HFSS*

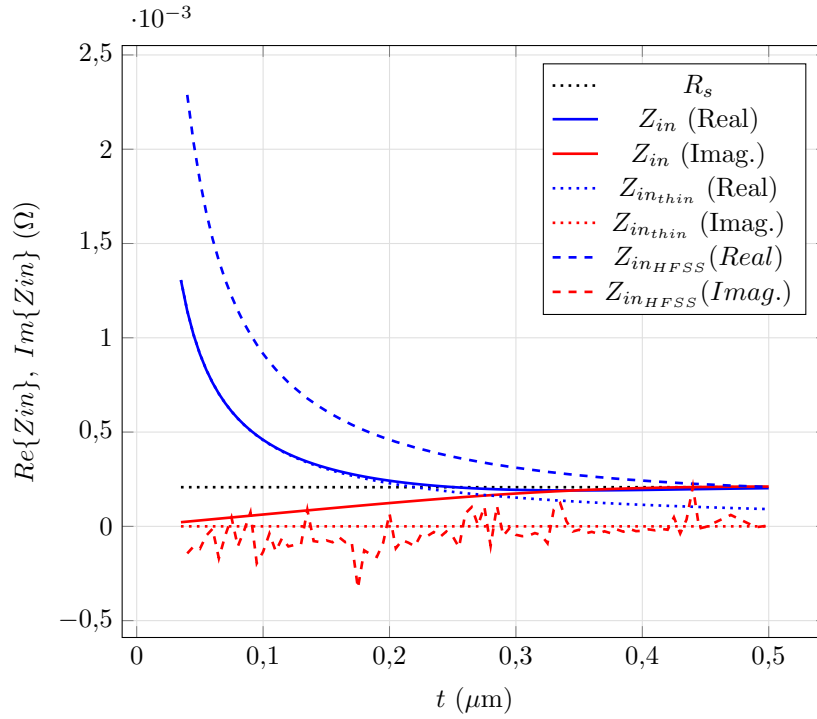
- A $\lambda/2$ del puerto *floquet*, ya que esta distancia permite que no se produzca ninguna modificación en el comportamiento deseado.

Como últimos detalles para completar el diseño de la estructura a simular, comentar que se han de situar los *master* (*M1* y *M2*) y sus respectivos *slave* (*S1* y *S2*) del mismo modo que el indicado en la figura 5.15, de manera que la estructura se reproduzca respecto a los vectores *u* y *v* de cada uno de ellos, y que el puerto *floquet* se configura con dos modos diferentes, perpendiculares entre sí, a pesar de que ambos ofrecen el mismo resultado ya que la lámina de conductor tiene el mismo comportamiento en ambas posiciones.

Una vez completo el modelo, se procede con la configuración de la simulación. Esta incluye dos barridos diferentes. El primero de ellos, imprescindible para poder simular el diseño, establece un rango de frecuencias sobre el que realizar el análisis. Debido a que en este caso únicamente interesa una frecuencia concreta (90 GHz), el valor de inicio y final son el mismo. El segundo barrido, programado mediante la opción *Optimetrics*, recorre la variable *t* a la que anteriormente se le otorgo un valor concreto que no tiene relevancia en la simulación actual. En este caso, el rango de grosores escogidos para la lámina es el mismo que en la simulación teórica anterior (entre 35 nm y $0,5\text{ }\mu\text{m}$) para que la comparación anterior pueda realizarse de un modo adecuado.

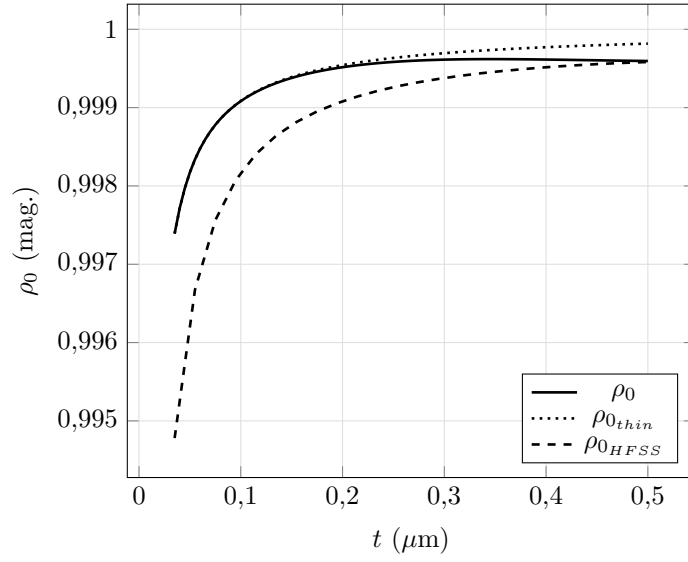
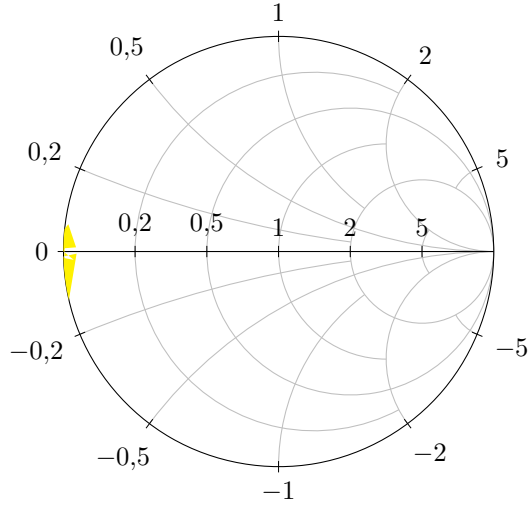
Una vez el programa completa la simulación, se representan los resultados generados. En primer lugar, se muestra en una gráfica (figura 5.16) la comparación entre ambas impedancias de entrada, tanto la calculada teóricamente como la generada por *HFSS*. Como se puede observar, a pesar de que la magnitud tiene una ligera diferencia, la tendencia que siguen ambas curvas es muy similar en ambos casos.

En el caso del coeficiente de reflexión a la entrada del circuito, se han mostrado los resultados de dos modos distintos. En la primera gráfica (figura 5.17)


 Figura 5.16: Comparación entre Z_{in} teóricas y simuladas.

se observa que, al igual que en el caso de la impedancia de entrada, a pesar de que la magnitud varíe ligeramente, la tendencia de los resultados se mantiene muy similar.

La siguiente representación (figura 5.18) está realizada sobre una carta de Smith. En ella se puede apreciar cómo todos los valores del coeficiente de reflexión a la entrada del circuito se encuentran situados a la izquierda, es decir en cortocircuito. Esto confirma de nuevo la teoría de que una lámina de un buen conductor, independientemente de su espesor, refleja toda la señal que incide contra ella.

Figura 5.17: Comparación entre ρ_0 teóricos y simulados.Figura 5.18: Representación de ρ_0 simulado en carta de Smith.

Conclusiones del estudio de láminas conductoras

Gracias a los resultados obtenidos mediante el análisis de estos dispositivos durante todo el capítulo, se pueden mencionar dos puntos clave:

- En el caso de que el grosor de la lámina conductora contra la que incide la

señal se reduzca por debajo de la profundidad de penetración, es posible definir su impedancia de entrada mediante la ecuación 5.29, obteniendo unos valores muy semejantes a no aproximados.

$$Z_{in} = \frac{1}{\sigma t} \quad (5.29)$$

- A pesar de que se ha reducido notablemente el espesor de la lámina por debajo de la profundidad de penetración, sigue reflejando prácticamente al completo la señal que incide contra ella.

Capítulo 6

Rejilla conductora

Una vez se completa el estudio de una simple lámina de material conductor, se dispone de conocimientos básicos que pueden ser trasladados a otros sistemas de similares características, tanto a nivel de funcionamiento de estos como de experiencia analizándolos. Por tanto, a continuación se comienza el estudio de rejillas, dispositivos que permiten implementar algunas de las funciones que se plantean como objetivo en este documento. En primera instancia, el material del que está formado el dispositivo es cobre, el cual no ofrece el comportamiento más adecuado para la función deseada, pero que permite comprender de manera sencilla su funcionamiento.

Planteamiento teórico

Hasta día de hoy, se ha llevado a cabo una gran variedad de estudios sobre los diferentes tipos de redes de polarización ([1] [13] [22] [23]). En la mayoría de ellos se plantean dos clases básicas de estas redes: las mallas y las rejillas. La diferencia principal entre cada una de ellas consiste en que las rejillas (figura 6.1a) únicamente están formadas por líneas del material con el que esté construida la red colocadas a lo largo de un eje, mientras que una malla (figura 6.1b) tiene este tipo de líneas colocadas perpendicularmente entre sí, formando de este modo una cuadrícula.

Estas redes de polarización son empleadas principalmente en dispositivos que requieren la implementación de un elemento que actúe como reflector o que provoque la difracción de una señal. Las mallas y las rejillas son capaces de proveer dos funciones aparentemente contrarias en un primer momento debido a que disponen de dos modos de funcionamiento: capacitivo e inductivo. Cada uno de ellos se manifiesta dependiendo de la polarización de la onda con la que se incida sobre el elemento. Si se considera una rejilla, el modo capacitivo se implementa cuando el vector eléctrico se orienta perpendicularmente a esta (figura 6.2b). En este caso, la red se modela como una lámina transparente, con un coeficiente de transmisión próximo a la unidad ($|\tau|^2 \approx 1$), que, idealmente,

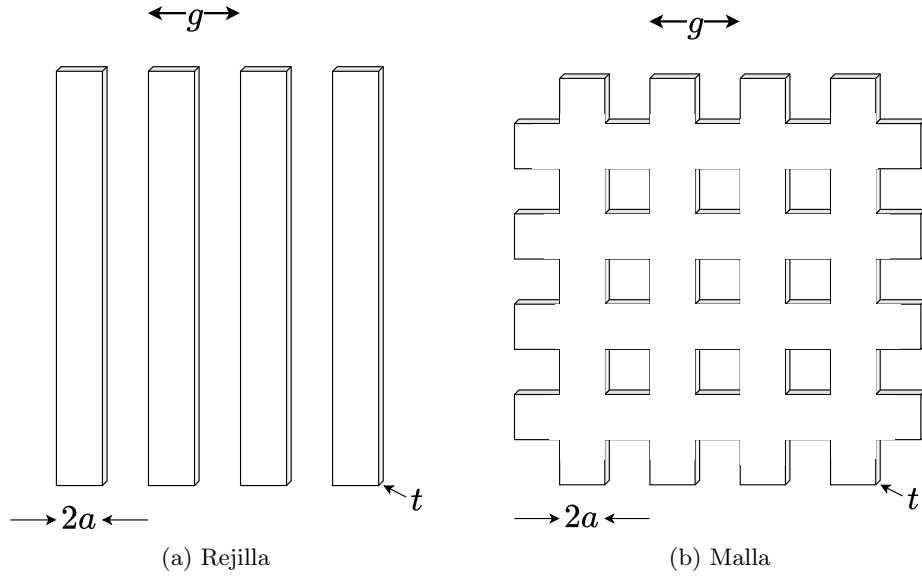


Figura 6.1: Ejemplos de diferentes clases de redes de polarización.

permite el paso de la señal al completo que incide contra ella. En la situación contraria, cuando la rejilla esta situada en paralelo a la componente eléctrica del campo electromagnético de la onda (figura 6.2a), se manifiesta el modo inductivo. Este convierte a la red en una lámina semitransparente cuyo coeficiente de transmisión es menor que uno ($|\tau|^2 < 1$). La proporción de señal que es capaz de atravesar la rejilla en este modo depende de sus dimensiones.

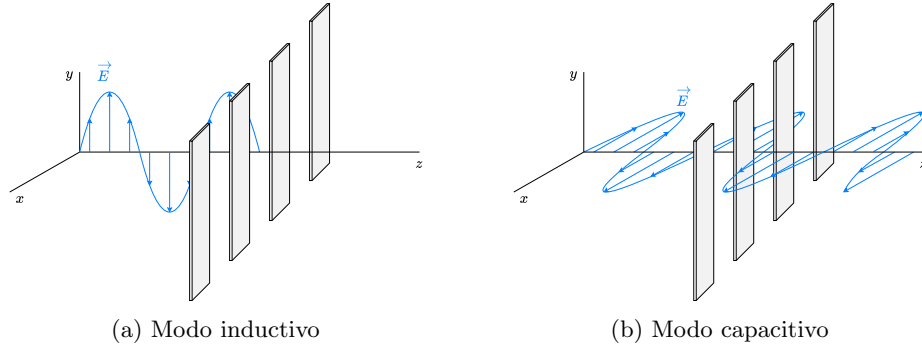


Figura 6.2: Diferentes modos de las redes de polarización.

Más adelante, en la ecuación 6.5, se observa cómo, dependiendo de sus recién mencionadas dimensiones, la rejilla se puede asemejar a diferentes elementos. Estas, además, han de cumplir ciertos criterios para que sea posible la manifestación de ambos modos. El primero de ellos consiste en que la diferencia entre

uno de los puntos de cada una de las láminas que forman la rejilla y su correspondiente en la siguiente ha de ser mucho menor que la longitud de onda ($g \ll \lambda$). El resto de condiciones se muestran en la ecuación 6.1 [23], donde t y $2a$ son el espesor y el ancho de cada una de las láminas que forman la rejilla respectivamente. Todas estas dimensiones se pueden comprobar, tanto para una malla como para una rejilla, en la figura 6.1.

$$t \ll 2a \ll g \ll \lambda \quad (6.1)$$

Para decidir cuál de las dos clases de redes es más apropiada para cierta aplicación, hay que tener en cuenta varios puntos [23]. El primero de ellos se basa en la posibilidad de modelar una malla como una rejilla en caso de que se cumpla una de las condiciones de la ecuación 6.1. Si el ancho de cada una de las láminas es mucho menor que el parámetro g ($2a \ll g$), el funcionamiento de una malla en modo inductivo no dista demasiado del de una rejilla, ya que el efecto capacitivo provocado por la líneas es casi despreciable. Por tanto, si es necesario implementar un dispositivo que ofrezca únicamente el modo inductivo, es posible escoger cualquiera de las dos opciones.

Otro punto a tener cuenta consiste en la dependencia respecto a la polarización que se implemente en el sistema:

- **Independencia de la polarización:** si no es relevante la dirección en la que esté polarizada la onda que incida contra el sistema, ya que siempre se ha de aplicar el efecto inductivo, la opción a escoger es una malla, debido a que actúa del mismo modo independientemente de la polarización de la señal.
- **Dependencia de la polarización:** si según cómo se encuentre polarizada la onda es necesario que se implemente uno u otro efecto, es necesario emplear una rejilla, ya que en caso de que la señal se transmita perpendicular a ella se aplica el efecto capacitivo y, en caso contrario, el inductivo.
- **Polarización fija:** en este último caso, y si se desea aplicar el modo inductivo sobre la señal, la elección es indiferente, ya que ambas pueden orientarse y actuar de igual manera frente a la onda. En este tipo de situaciones, se suele optar por una malla debido a dos principales razones:
 - Existe más variedad de tamaños y dispositivos de mayores dimensiones en el caso de las mallas, lo cual puede ser crítico en algunas aplicaciones [1].
 - Las mallas pueden implementarse sin necesidad de contar con un sustrato sobre las que sostenerse. De este modo, se evitan las pérdidas ocasionadas por este. Más adelante se comprueba cómo el grosor del sustrato afecta notablemente en las pérdidas de estos sistemas.

A pesar de que en este caso el tamaño de la red es un factor importante, es necesario emplear una rejilla para que sea posible implementar las funciones definidas en los objetivos de este documento. Por tanto, para que sea más

sencillo el estudio de este tipo de redes de polarización, se definen dos modelos matemáticos que ofrecen un circuito con un comportamiento equivalente al de cada uno de ellos.

Modelo

El circuito de transmisión de onda en un medio homogéneo con impedancia característica Z_0 y un dispositivo en paralelo en la interfaz se puede representar esquemáticamente como:

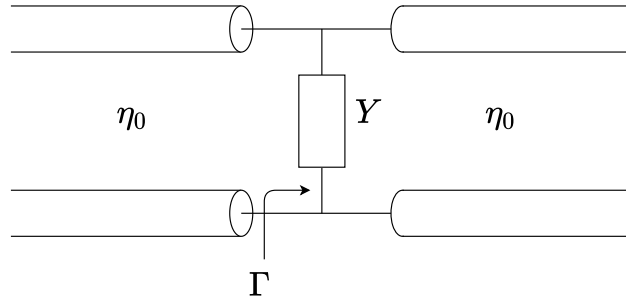


Figura 6.3: Circuito equivalente a una rejilla.

En la bibliografía se encuentran dos modelos diferentes. El primero de ellos, sin pérdidas [23], únicamente cuenta con una parte imaginaria en la admitancia. Esta se define por medio de la expresión recogida en la ecuación 6.2.

$$Y = -j \left(\frac{2}{Z_0} \right) \left(\frac{\lambda}{g} \right) \quad \text{donde} \quad Z_0 = 2 \ln \csc \frac{\pi a}{g} \quad (6.2)$$

A partir de esta admitancia, es posible calcular los coeficientes de reflexión y transmisión de la rejilla y, por tanto, conocer como se comporta la señal cuando incide contra ella. Las expresiones que representan estos dos coeficientes son las ecuaciones 6.3 y 6.4 respectivamente.

$$\Gamma = \frac{-Y}{2 - Y} \quad (6.3)$$

$$\tau = 1 + \Gamma = \frac{1}{1 + \frac{Y}{2}} \quad (6.4)$$

Una vez este modelo se ha desarrollado, es posible obtener el que tiene en cuenta las pérdidas totales. Para ello, se ha de transformar la admitancia a impedancia y sumarle la resistencia superficial generada por el material del que

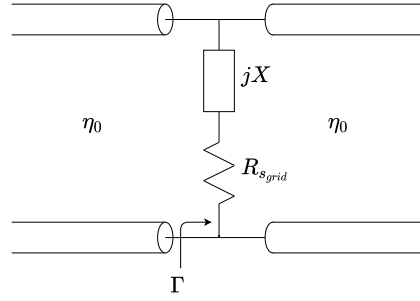


Figura 6.4: Circuito equivalente a una rejilla con pérdidas.

están formadas las láminas de la rejilla. El circuito definitivo es el representando en la figura 6.4.

Para conocer la resistencia superficial recién mencionada, se aplica la expresión obtenida durante el estudio de la lámina de conductor (ecuación 5.28). Además, a esta se le aplica un factor de forma (ecuación 6.5). Modificando este se pueden simular diferentes elementos, como ya se menciona previamente. Por ejemplo, si el parámetro g es igual que la anchura de las láminas ($g = 2a$), el factor de forma es la unidad y el valor de la resistencia superficial de la rejilla sería igual que el de una lámina completa de conductor, debido a que no existe ninguna separación entre los elementos que la forman. Si, por el contrario, el parámetro $2a$ tiende a cero, la resistencia superficial se aproxima a infinito. Esto se debe a que la anchura de las láminas de la rejilla sería nula y actuaría como un circuito abierto.

$$R_{s_{grid}} = \frac{g}{2a} \cdot R_s = \frac{g}{2a} \cdot \frac{1}{\sigma t} \quad (6.5)$$

La impedancia total equivalente a la rejilla se obtiene a partir de la suma de los dos términos mencionados: la resistencia superficial multiplicada por el factor de forma y la inversa de la admitancia del modelo sin pérdidas (ecuación 6.6). A partir de su inversa es posible calcular de nuevo la admitancia total y, por medio de las ecuaciones 6.3 y 6.4, generar los coeficientes de reflexión y transmisión correspondientes.

$$Z_{grid} = R_{s_{grid}} + jX = R_{s_{grid}} + j\eta_0 \frac{g}{\lambda} \ln \csc \frac{\pi a}{g} \quad (6.6)$$

Modelo teórico del modo capacitivo de una rejilla

A pesar de que idealmente puede modelarse como una lámina transparente con un coeficiente de transmisión igual a uno, el modo capacitivo también incluye alguna pequeña pérdida en la señal. Para representarlo se emplea un circuito con la misma estructura: dos líneas de transmisión y una admitancia. En este caso,

la impedancia correspondiente a esta última se calcula a través de un parámetro B [24], definido por la expresión mostrada en la ecuación 6.7

$$B = \frac{1}{\eta_0} \cdot \frac{4g}{\lambda} \ln \csc \frac{\pi(g - 2a)}{2g} \quad (6.7)$$

La relación entre este parámetro y la impedancia del circuito es la recogida en la ecuación 6.8 y, a partir de su inversa se obtiene la admitancia necesaria para el cálculo de los coeficiente de reflexión y transmisión mediante las mismas ecuaciones que en el modo inductivo (6.3 y 6.4).

$$Z = \frac{-j}{B} \quad (6.8)$$

Una vez modelados los dos modos de funcionamiento de una rejilla, es posible obtener unos resultados teóricos con los que comprobar si el comportamiento definido por las ecuaciones anteriores es el adecuado.

Resultados teóricos

Para la generación de resultados a partir de los modelos matemáticos anteriores es necesario definir diferentes variables. La primera de ellas se trata del material del que está formada la rejilla y el espacio en el que esta se encuentra. Estos son cobre y vacío, configurando, por lo tanto, una conductividad de $5,8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ y una impedancia característica de las líneas de transmisión de η_0 (377Ω). También es necesario definir unas dimensiones de la rejilla que cumplan las condiciones definidas en la ecuación 6.1:

- $g = 300 \mu m$
- $2a = 100 \mu m$
- $t = 35 \mu m$

El rango de frecuencias sobre el que se lleva a cabo el análisis también tiene que ser escogido de manera que se siga cumpliendo el requisito de que la longitud de onda sea más grande que el parámetro g . Para lograrlo, se establece un barrido entre 65 GHz ($\lambda = 4,61 \text{ mm}$) y 110 GHz ($\lambda = 2,73 \text{ mm}$). Se escoge este rango de frecuencias concreto ya que es el mismo sobre el que se puede trabajar posteriormente en las medidas realizadas en el laboratorio.

Tras incluir todos estos parámetros en las ecuaciones anteriores, se obtienen unos valores de coeficientes de reflexión. Estos están representados en la figura 6.5, en la que se pueden observar las diferencias entre los efectos inductivo y capacitivo de una rejilla. En el primero de ellos, el coeficiente de transmisión es muy bajo debido a que apenas una ligera componente de la señal incidente logra atravesar el dispositivo y es reflejada prácticamente en su totalidad, lo que implica un coeficiente de reflexión tan elevado. En el caso del efecto capacitivo, el comportamiento es radicalmente opuesto: mientras el coeficiente de transmisión es muy elevado, debido a que su funcionamiento es cercano al de una lámina

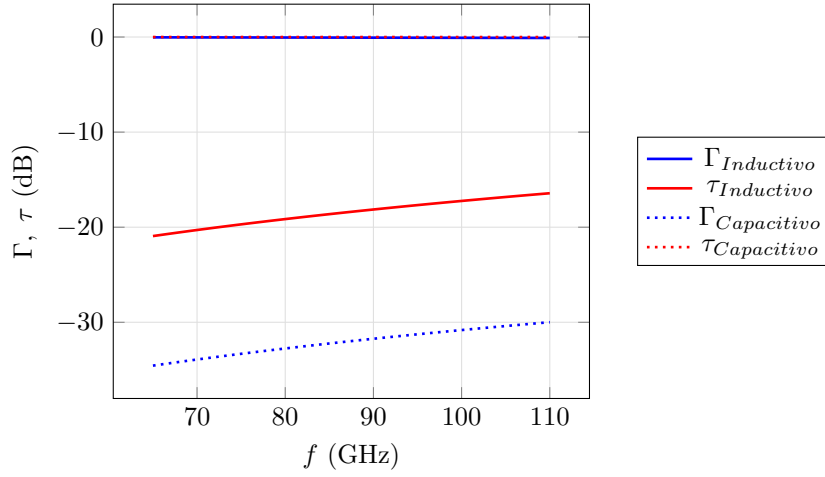


Figura 6.5: Coeficientes de reflexión y transmisión de una rejilla.

transparente, el de reflexión es prácticamente nulo, debido a que no existen apenas pérdidas por esta causa.

Adicionalmente, también se representa la impedancia de entrada del circuito (figura 6.6). Esta aún no aporta información relevante pero posteriormente se compara con los resultados generados a través del simulador 3D para asegurar el correcto diseño del modelo.

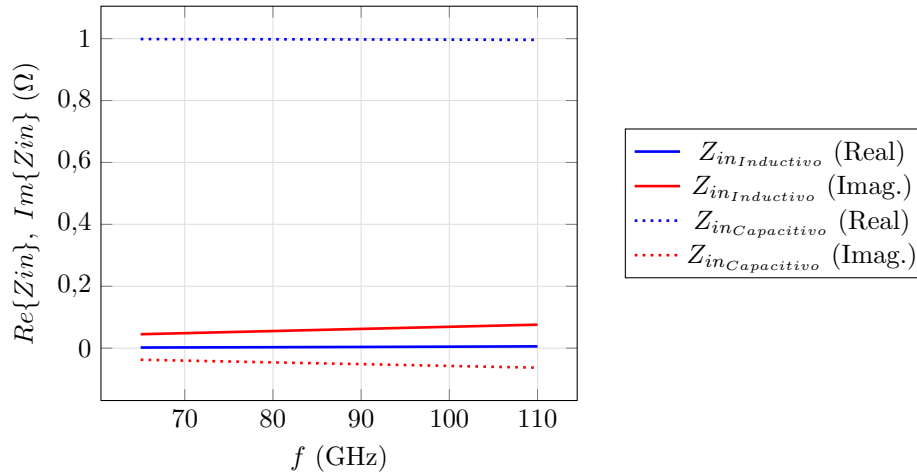


Figura 6.6: Impedancia de entrada teórica de una rejilla (obtenida a partir de los coeficientes de reflexión de la figura 6.5).

Modelo software para simulación

A continuación, se emplea de nuevo el simulador empleado en el análisis de la lámina conductora, *HFSS*, para validar los resultados obtenidos a través de los modelos teóricos de ambos modos de la rejilla.

Diseño de la estructura

La estructura empleada para la simulación del nuevo dispositivo cuenta con unas características básicas muy similares a las de la lámina, pero se le añaden importantes modificaciones para que se comporte como se desea. Es necesaria la generación de un nuevo prisma de vacío que represente el medio en el que está situada la rejilla. En este caso, el valor asignado a las dimensiones de la base del prisma sigue sin estar determinado, pero cobra mayor relevancia, debido a que han de cumplir varios requisitos de modo que la rejilla encaje correctamente en su interior.

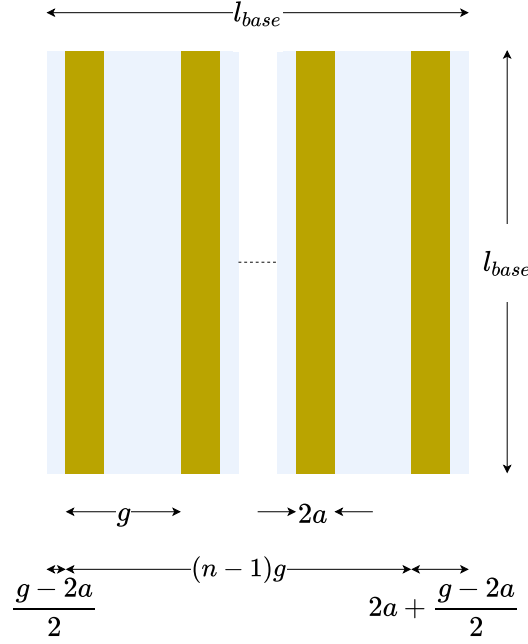
Para generar la rejilla es necesario crear un elemento igual que en el caso de la lámina, pero cuyas dimensiones no ocupan toda la base del prisma, sino que son las de cada una de las líneas que la conforman. Este elemento se replica un número indiferente n de veces paralelamente al original. A continuación, es necesario situar todas las líneas de modo que los *floquets* (cuyos *masters* y *slaves* se configuran de la misma manera que en la lámina) repliquen el sistema de manera correcta. Para ello se ha de seguir el esquema mostrado en la figura 6.7, respetando los márgenes hasta cada uno de los lados y estableciendo un valor para las dimensiones de la base del prisma que siga la ecuación 6.9.

$$l_{base} = \frac{g - 2a}{2} + (n + 1) \cdot g + 2a + \frac{g - 2a}{2} = n \cdot g \quad (6.9)$$

Otra dimensión que también se ha de modificar es la distancia desde la rejilla a cada uno de los extremos del prisma. A pesar de que esta se mantiene en el caso del puerto original, varía en el extremo contrario, en el que se sustituye la lámina de conductor perfecto por un nuevo puerto adicional. De este modo, es posible la visualización, no sólo del coeficiente de reflexión, sino también del de transmisión. Debido a que se desea que no se perciban variaciones en la señal recibida en este, la distancia se configura con una longitud de $\lambda/2$, de manera que no se produzca ninguna modificación.

Respecto a las dimensiones de la rejilla, se establecen las mismas que en el modelo teórico, para que los resultados puedan ser comparados. Además, en este caso, al contrario que en la lámina de conductor, es necesario fijar un valor de espesor (t) determinado, ya que la simulación se lleva a cabo únicamente en el dominio de la frecuencia.

Por último, para finalizar el diseño, se configura de nuevo como material del dispositivo el cobre, variando también su conductividad a $5,8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$.


 Figura 6.7: Esquema de generación de una rejilla en *HFSS*.

Configuración de la simulación

Como se acaba de comentar, durante esta simulación únicamente se analiza el sistema en el rango de la frecuencia, por lo que sólo es necesario configurar un barrido normal. Las frecuencias empleadas son las mismas que en el análisis teórico y en las posteriores medidas en el laboratorio.

Sin embargo, a pesar de que en el barrido se configuren esas frecuencias concretas, para poder diseñar la estructura anterior se ha tenido que fijar una longitud de onda que depende de una frecuencia determinada. En el caso de únicamente analizar la magnitud de los coeficientes no existiría ningún problema, ya que no afecta a su valor, pero, al comparar los resultados de la impedancia de entrada, es necesario aplicar una corrección de la fase. Esta se logra por medio de la inclusión de un término adicional en el coeficiente de reflexión. Sólomente se aplica la corrección sobre este coeficiente ya que es el único del cual se emplea la fase para realizar algún cálculo (impedancia de entrada). En la ecuación 6.10 se recoge la expresión por medio de la cual es posible corregir la fase. En ella aparecen unos términos λ , que representa la longitud de onda de la señal a la frecuencia en la que se desea realizar la corrección (f), y l , que indica la longitud real de la línea, es decir, a la frecuencia fijada previamente (f_0), en este caso, 90 GHz.

$$S_{11_{correctado}} = S_{11} e^{j2\beta l} = S_{11} e^{j2\frac{2\pi}{\lambda} l} = S_{11} e^{j4\pi \frac{f}{c} \frac{\lambda_0}{2}} \quad (6.10)$$

En la gráfica 6.8, en la que se representan tanto la fase del coeficiente de reflexión original como la del corregido, se puede observar como el rango de valores que toma esta última aumenta y que el único punto que tienen ambos en común es el de la frecuencia original (90 GHz).

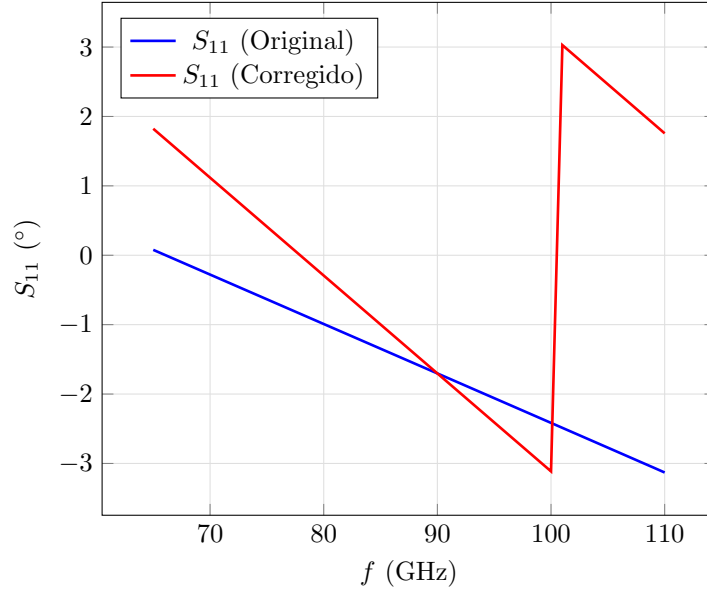


Figura 6.8: Corrección de fase sobre el coeficiente de reflexión.

También se menciona previamente que en la presente simulación se incluyen dos puertos *floquet*, de manera que sea posible observar los coeficientes de reflexión y transmisión. En cada uno de ellos se configuran dos modos perpendiculares entre sí (figura 6.9). En el análisis de la lámina esto no tuvo relevancia, pero en este caso permite analizar los modos inductivo y capacitivo mediante una única simulación.

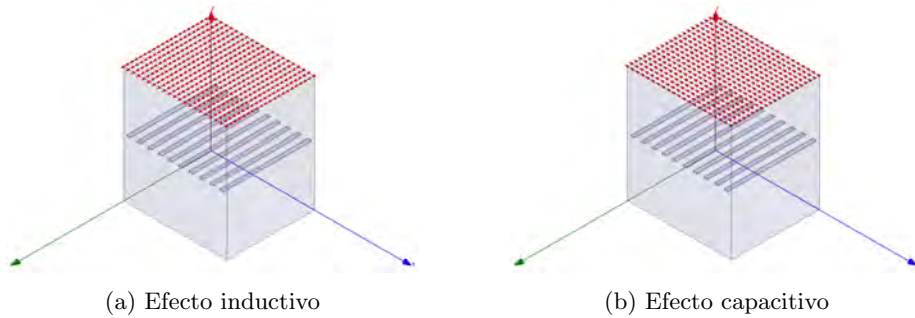


Figura 6.9: Implementación de los diferentes efectos de una rejilla en *HFSS*

Resultados generados mediante *HFSS*

En primer lugar, se comprueban los coeficientes de reflexión y transmisión. Como se puede observar en la figura 6.10, a pesar de que la magnitud es ligeramente diferente, la tendencia de los resultados ejemplifica el mismo comportamiento que el obtenido durante el análisis teórico.

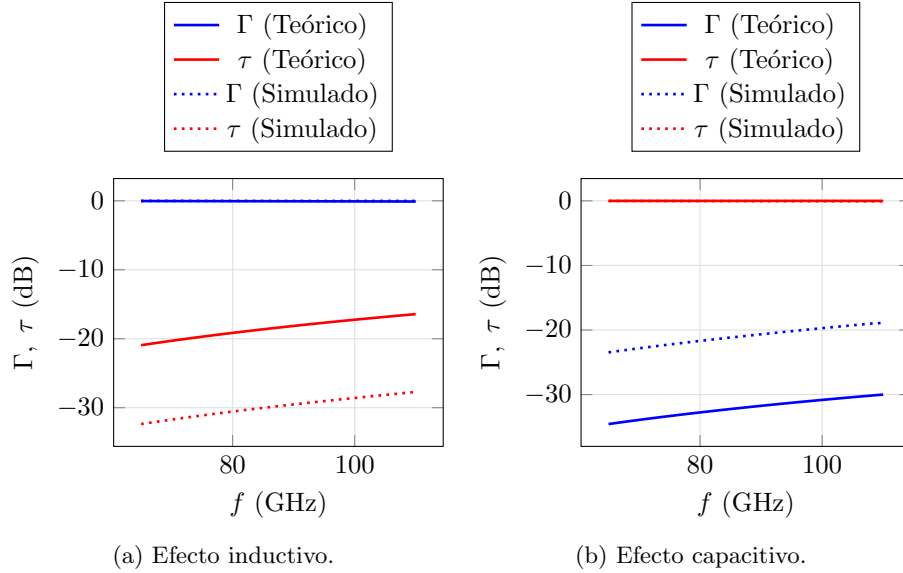


Figura 6.10: Comparación entre coeficientes de reflexión y transmisión teóricos y simulados.

En el caso de la impedancia de entrada del sistema sucede algo similar (figura 6.11), manteniendo ambos resultados un valor medio próximo.

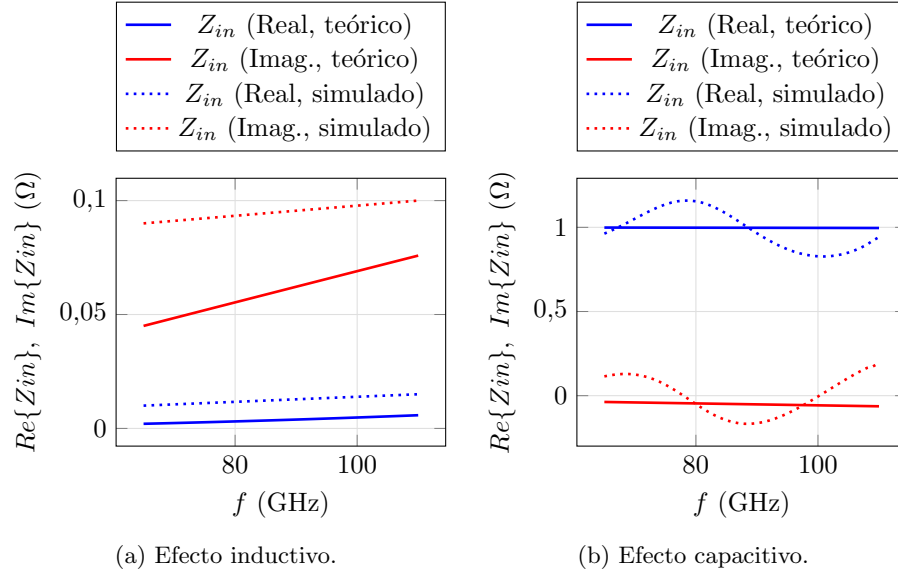


Figura 6.11: Comparación entre impedancias de entrada teóricas y simuladas (obtenidas a partir de los coeficientes de reflexión de la figura 6.10).

Medidas en laboratorio

Para llevar a cabo medidas reales de un dispositivo como el que se acaba de analizar por medio del simulador *HFSS* y mediante un modelo eléctrico, se han construido diferentes rejillas. Las dos que se estudian en este apartado cuentan con diferentes dimensiones, tanto de ellas mismas como del sustrato sobre el que están construidas:

- **Rejilla circular:** el primer dispositivo al que se ha sometido a medidas es una rejilla con unas dimensiones mucho mayores que la región que se analiza mediante el banco de medida (figura 6.12). Además, está construida sobre una capa de sustrato *FR4* de 1,6 mm de grosor. Debido a su gran tamaño, durante su construcción no se logra obtener una superficie completamente homogénea y, ya que las medidas que se toman no son todas en la misma región de la rejilla, los resultados obtenidos no se pueden considerar completamente fiables. A pesar de todo, y como se observa posteriormente, muestran un comportamiento que se asemeja en gran medida al generado de manera teórica. Sobre esta rejilla se realizan dos medidas para mostrar cómo afecta una buena calibración inicial a los resultados finales.

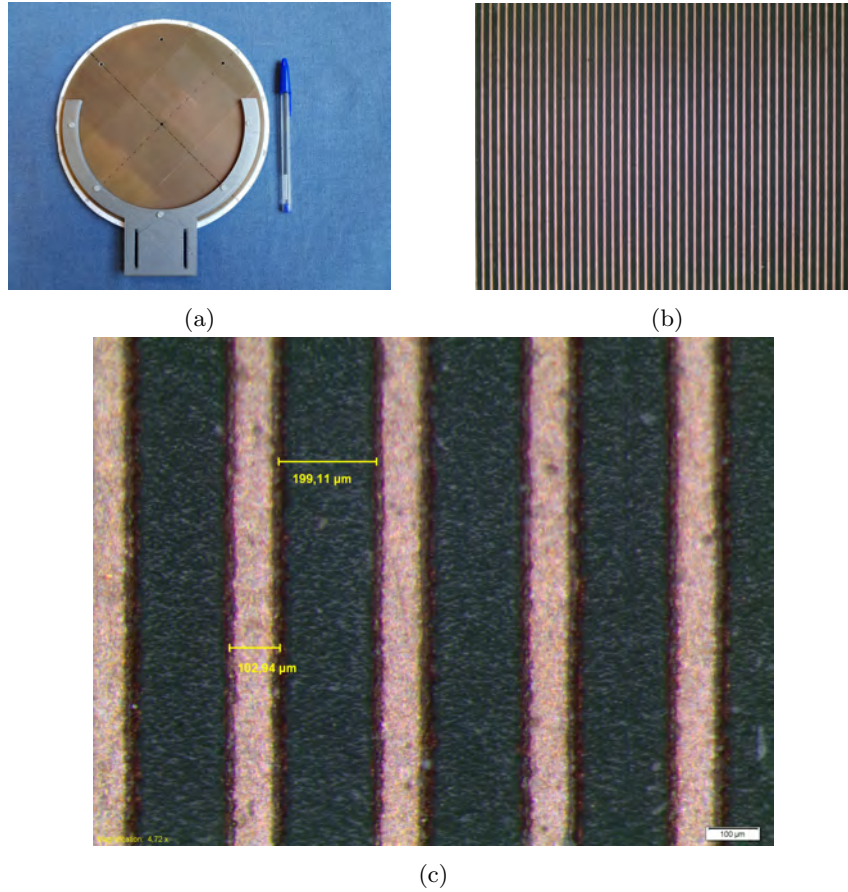


Figura 6.12: Primera rejilla empleada en las medidas.

- **Rejilla cuadrada:** se construye otra rejilla adicional, esta con unas dimensiones de $62 \times 70 \text{ mm}$ (figura 6.13). Debido a su menor tamaño, es posible emplear una capa de substrato $FR4$ más delgada, alcanzando un espesor igual a la mitad del anterior ($0,8 \text{ mm}$). Esta facilidad en su construcción también permite obtener una superficie más uniforme. Los dos factores anteriores permiten que las medidas tanto del efecto inductivo como del capacitivo se realicen sobre la misma región y afectan positivamente a los resultados obtenidos y analizados más adelante. Por esta razón, y debido a que la calibración se realiza de manera correcta, únicamente se lleva a cabo una medida de esta rejilla.

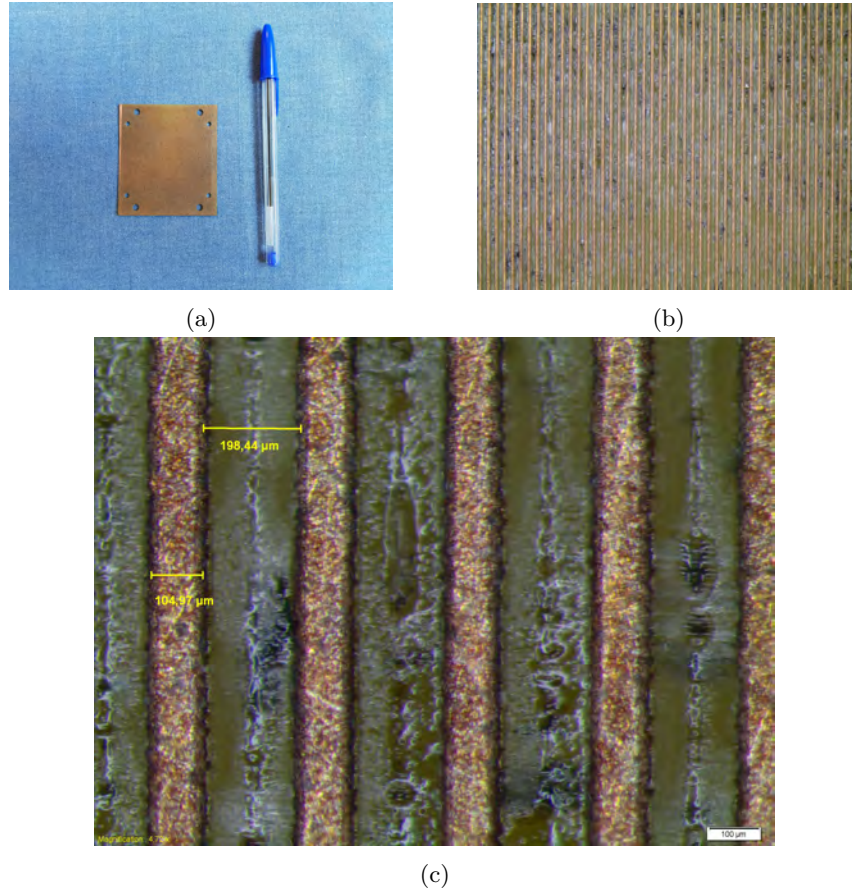


Figura 6.13: Segunda rejilla empleada en las medidas.

Todas las pruebas comentadas a lo largo de esta sección se han llevado a cabo mediante el banco de pruebas explicado anteriormente en detalle en el capítulo Banco de medida en banda W. Este está formado, a grandes rasgos, por dos antenas con forma de bocina, encargadas de transmitir y recibir un campo eléctrico vertical respectivamente, y un juego de lentes que confinan la señal emitida, de modo que las pérdidas ocasionadas por su propagación se reduzcan al mínimo.

Previamente a realizar cualquier medida es necesario llevar a cabo una calibración del sistema *LRM* (*Line/Reflect/Match*). Esta consiste en tres etapas en las que se realizan las medidas de tres estándares conocidos (el orden en el que se recogen en el documento coincide con el que se sigue durante el proceso de calibración):

- **Reflect:** consiste en colocar una lámina de conductor, con características similares a las analizadas durante el estudio de los dispositivos de esta

clase, en el punto intermedio del juego de lentes. De este modo, toda la señal emitida ha de ser reflejada y recibida por la antena transmisora de nuevo. Sin duda, es el punto más complicado de la calibración, debido a que la posición en la que se sitúa la lámina no es indiferente. Esta, en el plano horizontal, tiene que colocarse en el punto medio exacto y, además, tiene que estar completamente vertical, de modo que la onda incida sobre ella en la dirección del vector normal. A pesar de que mediante las herramientas disponibles en el laboratorio es complejo ajustar esta posición, se logran resultados que permiten realizar el posterior análisis de manera adecuada.

- **Match:** en esta etapa se emplea una lámina de material absorbente, de modo que la señal no pueda ser recibida por ninguna de las dos antenas. En este caso no es tan crítica la posición en el eje horizontal en el que se sitúe y, respecto a la verticalidad, es incluso favorable para la calibración que la lámina absorbente se encuentre ligeramente rotada, de manera que, si se produce alguna reflexión no deseada, esta se dirija directamente fuera del sistema.
- **Line:** en el último paso de la calibración no se requiere ningún elemento adicional. Únicamente se deja transmitir la señal a lo largo del sistema sin ningún tipo de obstáculo.

Una vez completada una correcta calibración, es posible iniciar las medidas pertinentes. En el caso de que esta no sea correcta, los resultados pueden mostrar comportamientos extraños. Por ejemplo, en la primera medida llevada a cabo sobre la rejilla circular, la calibración no fue perfecta y, como se puede observar en las figuras 6.14 y 6.15, los parámetros de reflexión de cada uno de los puertos muestran una notable diferencia entre sí, cuando deberían ser muy similares. Por ello, el único parámetro que se asemeja a los análisis anteriores es el del coeficiente de transmisión.

Para lograr unos resultados más afines al comportamiento real de la rejilla, se realiza una nueva calibración, con mejores resultados, y se somete al dispositivo a nuevas medidas. En este caso, ninguno de los coeficientes muestra una diferencia importante respecto al del otro puerto y los resultados representados (figuras 6.16 y 6.17) muestran un comportamiento similar al de la simulación y el modelo eléctrico. Sin embargo, la afirmación anterior únicamente es válida para un pequeño rango de frecuencias situado alrededor de los 90 GHz . Este suceso no tiene lugar debido a que se haya diseñado a propósito un sistema que únicamente se encuentra adaptado en esas frecuencias, sino que, por el efecto del sustrato de $FR4$ sobre el que está construida la rejilla, hay una gran parte del espectro en la que el efecto capacitivo del dispositivo no se manifiesta de manera correcta.

Para asegurar que este efecto anómalo es generado, efectivamente, por el espesor de la capa de sustrato incluida en el diseño, se realiza la última medida sobre la rejilla que únicamente cuenta con $0,8\text{ mm}$. Los resultados obtenidos en esta prueba se muestran en las figuras 6.18 y 6.19 y, en ellos, se puede observar como no existe ninguna variación importante en el comportamiento entre unas frecuencias u otras a través de todo el rango que es capaz de medir el analizador

de redes empleado. Además, se puede observar que todos los coeficientes se encuentran próximos a sus correspondientes obtenidos mediante el análisis teórico o la simulación en *HFSS*.

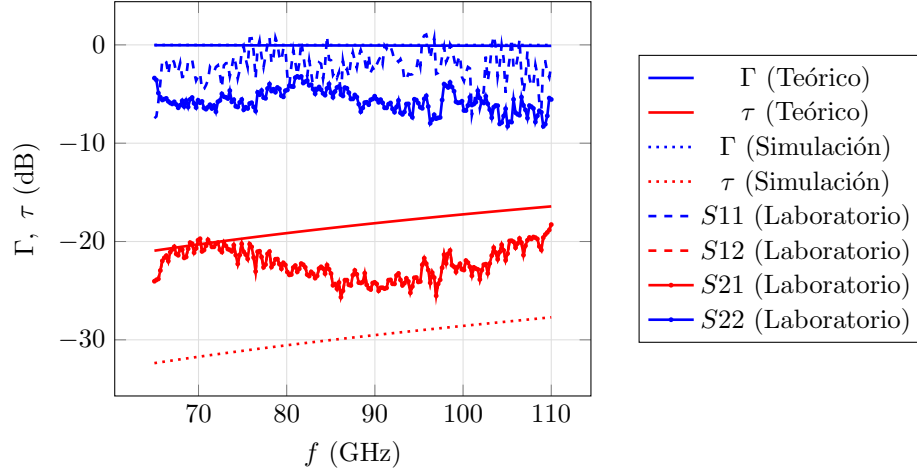


Figura 6.14: Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión generados teóricamente, mediante simulación en *HFSS* y con la primera medida en laboratorio de la rejilla circular (substrato de *FR4* de 1,6 mm) en modo inductivo.

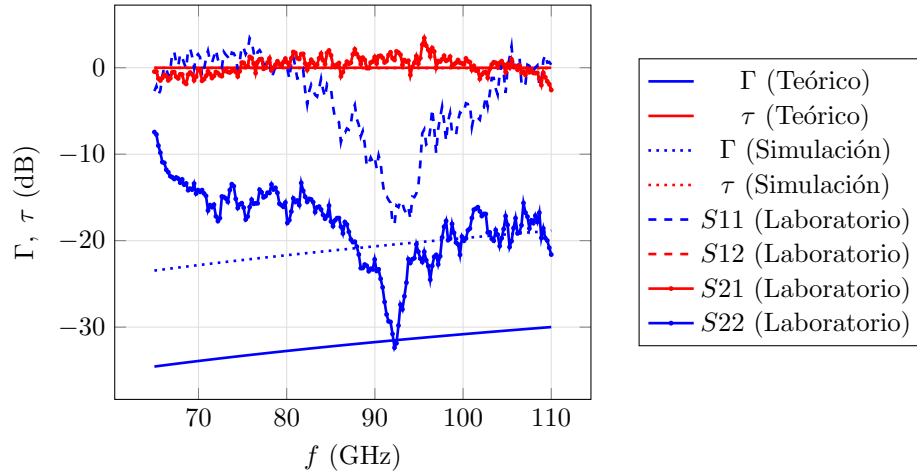


Figura 6.15: Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión generados teóricamente, mediante simulación en *HFSS* y con la primera medida en laboratorio de la rejilla circular (substrato de *FR4* de 1,6 mm) en modo capacitivo.

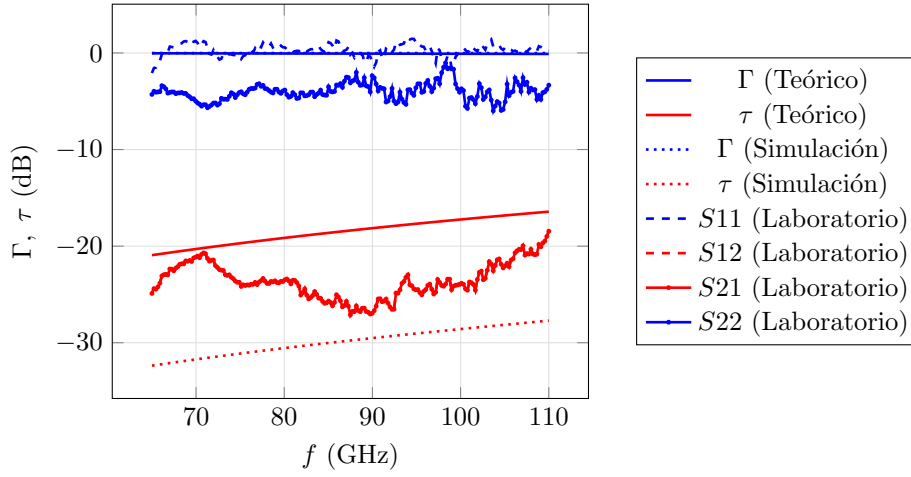


Figura 6.16: Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión generados teóricamente, mediante simulación en *HFSS* y con la segunda medida en laboratorio de la rejilla circular (substrato de *FR4* de 1,6 mm) en modo inductivo.

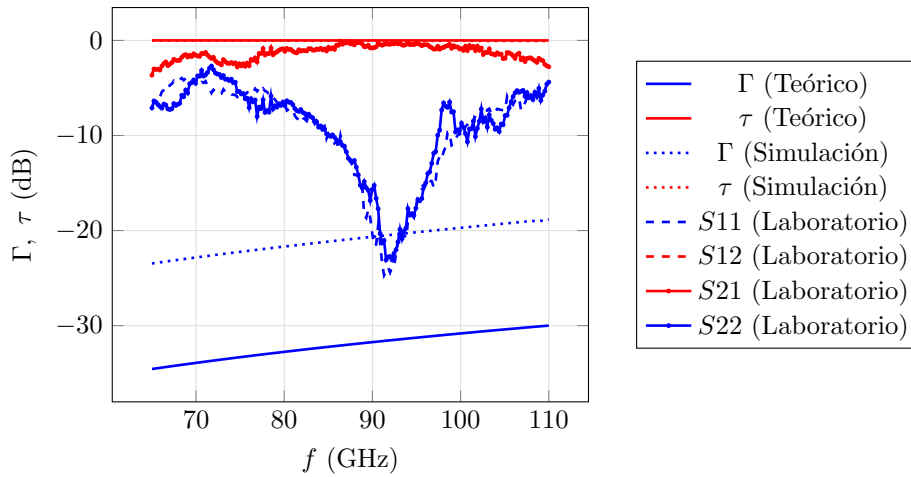


Figura 6.17: Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión generados teóricamente, mediante simulación en *HFSS* y con la segunda medida en laboratorio de la rejilla circular (substrato de *FR4* de 1,6 mm) en modo capacitivo.

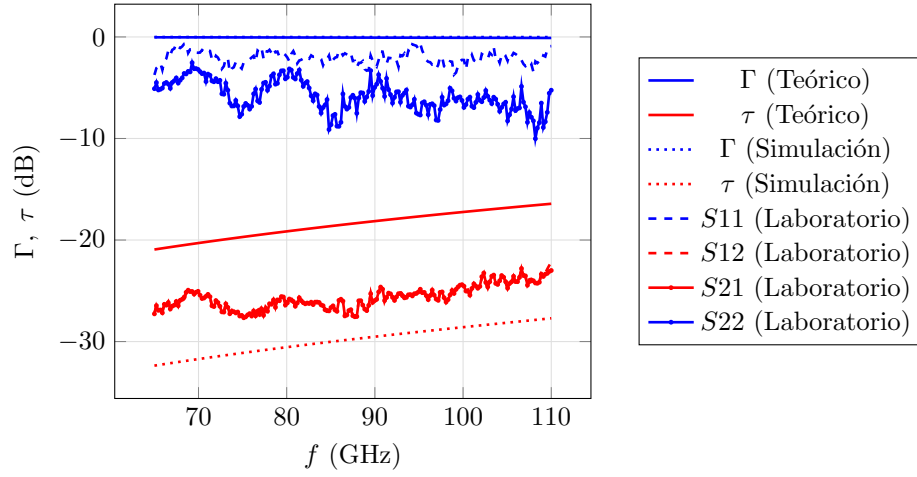


Figura 6.18: Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión generados teóricamente, mediante simulación en *HFSS* y con la primera medida en laboratorio de la rejilla cuadrada (substrato de *FR4* de 0,8 mm) en modo inductivo.

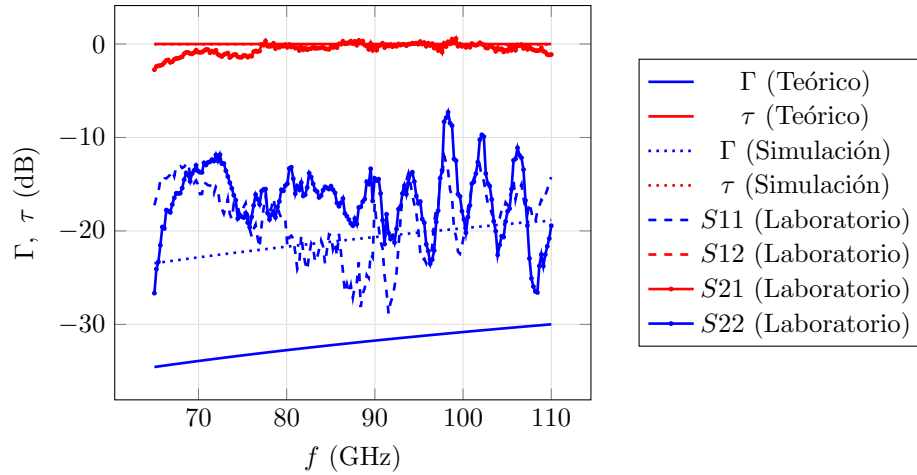


Figura 6.19: Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión generados teóricamente, mediante simulación en *HFSS* y con la primera medida en laboratorio de la rejilla cuadrada (substrato de *FR4* de 0,8 mm) en modo capacitivo.

Efecto del sustrato FR4

Como ya se ha indicado, en los dispositivos sobre los que se han practicado las correspondientes medidas en el laboratorio, la rejilla descansa sobre un sustrato de material *FR4*. A pesar de que debería actuar como una capa transparente y no introducir ningún efecto en el comportamiento final del sistema, puede afectar. Para comprobar de qué manera modifica el funcionamiento de la rejilla individual, se lleva a cabo un análisis en el simulador 3D de ambos elementos. En las gráficas incluidas en el apartado anterior se observa que el caso en el que los resultados parecen más afectados por este sustrato es cuando cuenta con un grosor mayor ($1,6\text{ mm}$), por lo que las simulaciones realizadas se llevan a cabo con este espesor.

Estructura

El modelo que se implementa en *HFSS* es idéntico al empleado durante todo el capítulo, a excepción de la inclusión de la lámina de *FR4*. Su diseño se basa en un nuevo prisma situado a continuación de la rejilla. Las dimensiones de sus lados han de ser iguales que las del prisma de vacío que lo contiene, mientras que su grosor se configura con $1,6\text{ mm}$, mismo tamaño que el sustrato de la rejilla circular medida en el apartado anterior. Además de configurar sus dimensiones, se ha de asignar un material para este nuevo elemento. En este caso no es necesario definir uno nuevo, ya que el simulador incluye uno en su base de datos que se corresponde con las características del *FR4*.

Para finalizar el diseño de este nuevo modelo se ha de modificar el tamaño del prisma de vacío que contiene todos los elementos que conforman el dispositivo, de modo que los extremos de la rejilla y del sustrato se encuentren a una distancia $\lambda/2$ de los puertos. En la figura 6.20 se puede observar una representación de la estructura final

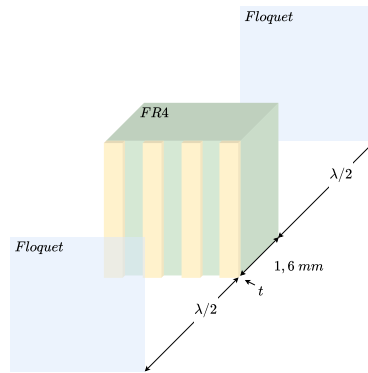


Figura 6.20: Esquema del dispositivo formado por una rejilla y un sustrato de *FR4* simulados en *HFSS*.

Resultados

En las medidas realizadas en el apartado anterior, el único parámetro que muestra un comportamiento irregular es el coeficiente de reflexión cuando la rejilla se encuentra en modo capacitivo. Por ello, se comparan los resultados obtenidos mediante medidas en el laboratorio con los generados por la simulación. En la figura 6.21 se representan estos valores y se comprueba como el coeficiente de reflexión de la rejilla cuando incluye este sustrato y se encuentra en modo capacitivo únicamente muestra un comportamiento adecuado en un pequeño rango de frecuencias alrededor de los 90 GHz .

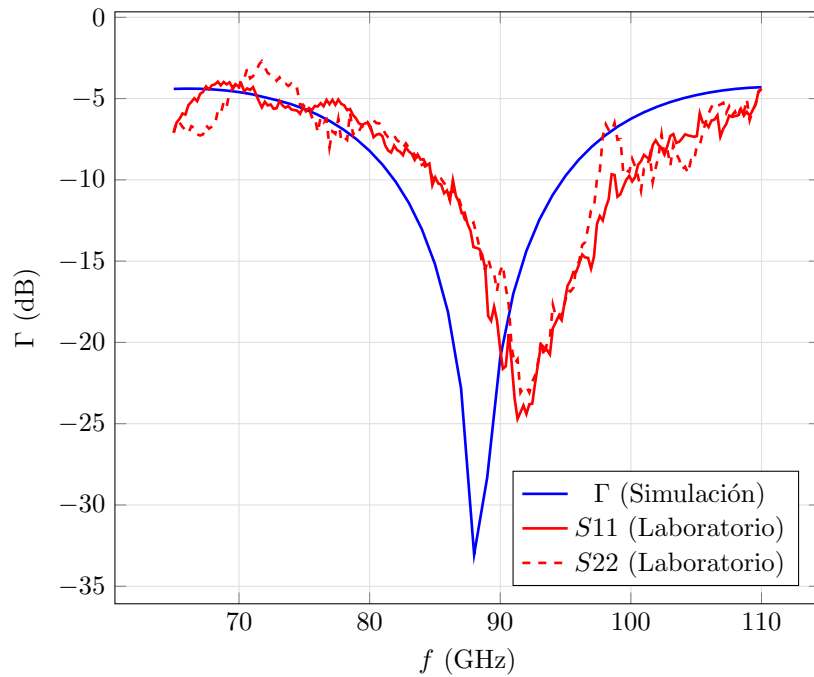


Figura 6.21: Efecto del sustrato de $FR4$ con grosor $1,6\text{ mm}$ (comparación de resultados simulados y medidos en el laboratorio).

Conclusiones del estudio de rejillas conductoras

Durante el análisis de las rejillas construidas mediante este tipo de materiales se descubren dos modos de funcionamiento:

- **Modo inductivo:** tiene lugar cuando el campo eléctrico de la señal incidente se orienta paralelo a las líneas conductoras que conforman la rejilla. En este caso, la mayor parte de la señal es reflejada, como si de una lámina conductora se tratase.

- **Modo capacitivo:** el coeficiente de reflexión de la rejilla es mínimo, lo que implica que la mayor parte de la señal se transmite a través de esta. Este modo se manifiesta cuando el campo eléctrico de la señal se orienta perpendicularmente a las líneas conductoras de la rejilla.

A lo largo de este capítulo también se comprueba el efecto del sustrato de *FR4* sobre el que se implementa la rejilla en el laboratorio, que únicamente permite el correcto funcionamiento del sistema en un rango reducido de frecuencias, incluyendo importantes pérdidas en el resto del espectro.

Capítulo 7

Rejilla conductora rotada un ángulo ϕ

En el capítulo anterior se han estudiado los dos modos principales de una rejilla conductora: el inductivo, cuando la señal es paralela a las láminas que forman el dispositivo, y el capacitivo, en el caso de que sean perpendiculares. Mediante estos dos efectos se bloquea por completo el paso de la señal a través de la rejilla o se permite que la atraviese en su totalidad. Sin embargo, en el caso de que la rejilla se encuentre formando un ángulo diferente a 0° o 90° con la onda incidente, el comportamiento del dispositivo varía, mostrando un efecto intermedio.

Análisis teórico

Para iniciar el estudio del comportamiento de una rejilla conductora cuando su ángulo de rotación varía frente a la señal que incide contra ella, se lleva a cabo un análisis teórico. El esquemático modelado mediante las diferentes expresiones que aparecen en este apartado es el representado en la figura 7.1. En él se observan una rejilla, una antena con estructura de bocina para transmitir la señal verticalmente y una sonda posicionada en la misma dirección. de modo que reciba la mayor cantidad de señal posible.

El parámetro que se analiza para comparar los diferentes resultados obtenidos, es la diferencia entre la señal recibida por la rejilla al encontrarse rotada un ángulo ϕ y 0° . Por tanto, para conocer que cantidad de la señal ha recibido la sonda receptora, se analizan las dos etapas que ha de atravesar. La primera de ellas consiste en su incidencia con la rejilla. En el caso de que esta última se encuentre rotada, la señal, completamente vertical en su origen, se descompone en dos campos diferentes, perpendiculares entre sí. La forma de estas dos componentes se puede comprobar en la figura 7.2. En la misma figura se observa como el ángulo de rotación de la propia rejilla define el que las dos componentes forman entre sí. De este modo, es posible definir mediante las ecuaciones 7.1 y

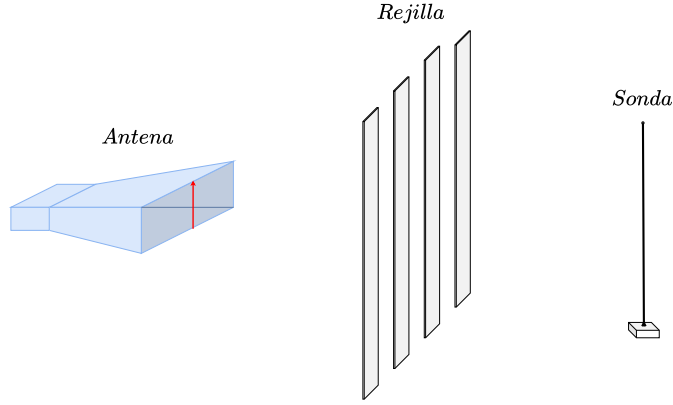


Figura 7.1: Esquemático mediante el que analizar diferentes ángulos de incidencia en una rejilla.

7.2 los ca

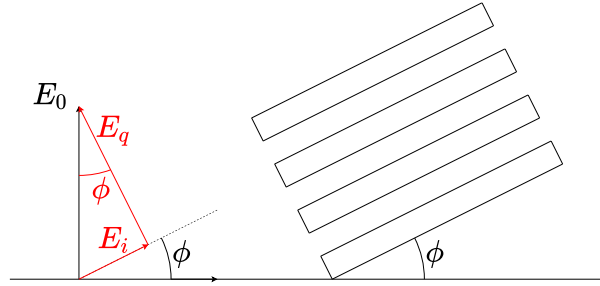


Figura 7.2: Efecto de la rotación de la rejilla sobre la señal transmitida.

$$E_q = E_0 \cos \phi \quad (7.1)$$

$$E_i = E_0 \sin \phi \quad (7.2)$$

Volviendo a tener en cuenta los efectos capacitivo e inductivo de la rejilla conductora, al estar rotada ϕ , únicamente atraviesa el dispositivo la componente E_q , debido a que se encuentra perpendicular a las láminas.

Esta no es la última transformación que sufre la señal transmitida, sino que aún ha de ser recibida por la sonda. Al encontrarse esta en posición vertical, únicamente recibe la componente del campo eléctrico que se transmite con la misma orientación, por lo que es necesario descomponerla de nuevo para conocer cual es la porción de la señal que se captura. El nuevo esquema de la descomposición de la componente del campo eléctrico E_q está representado en la figura 7.3.

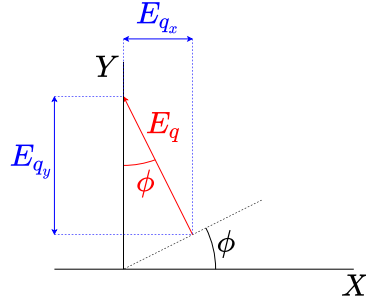


Figura 7.3: Componentes del campo eléctrico que atraviesa la rejilla según la orientación de la sonda receptora (Y).

Por tanto, para calcular la cantidad de señal recibida por la sonda, es necesario aplicar una nueva transformación respecto al coseno del ángulo ϕ (ecuación 7.3).

$$E_{ant} = E_{qy} = E_q \cos \phi = E_0 \cos^2 \phi \quad (7.3)$$

Por último, debido a que la sonda receptora cuenta internamente con un detector a diodo de respuesta cuadrática, la tensión de salida es proporcional al cuadrado de la amplitud del campo eléctrico (ecuación 7.4).

$$V_{rec} \propto E_{rec}^2 = E_0^2 \cos^4 \phi \quad (7.4)$$

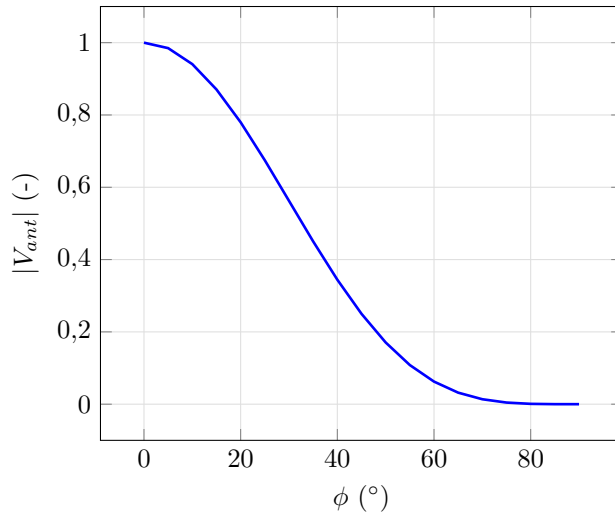


Figura 7.4: Tensión relativa detectada en función del ángulo de rotación de la rejilla.

Para conocer cuál es la proporción de tensión que atraviesa la rejilla según el ángulo de orientación, se representa en la figura 7.4 la componente $\cos^4 \phi$ de la ecuación 7.4. De este modo, se observa que cuando la rotación es mínima, la mayor parte del campo eléctrico atraviesa la rejilla (modo capacitivo). Sin embargo, cuando se encuentran perpendiculares entre sí ($\phi = 90^\circ$), apenas se transmite nada (modo inductivo).

Medidas en laboratorio

Para asegurar que todos los cálculos llevados a cabo en el apartado anterior de manera teórica son correctos y que responden a un comportamiento real, se realizan varias medidas en el laboratorio con las que obtener unos nuevos resultados que puedan ser comparados con los ya disponibles. Para realizarlas, se emplea un banco de medida (figura 7.5) igual que el analizado teóricamente (figura 7.1), en el que también se pueden diferenciar tres elementos principales:

- **Transmisor:** es un oscilador a diodo *Gunn* de frecuencia 10,5 *GHz*, que se modula en amplitud con la señal de un generador de baja frecuencia, *TTI* modelo *TG1010A*, mediante un modulador a diodo en guía de onda rectangular.
- **Rejilla:** en este caso, el dispositivo empleado no es el mismo que en las medidas del capítulo anterior. El cambio se debe a que no se disponía de una estructura que permitiese analizar tantos ángulos de rotación como los deseados, elemento con el que sí cuenta la nueva rejilla. Las dimensiones de esta también varían, contando con una anchura de las láminas que la conforman de 0,5 *mm* y estando separadas entre ellas el mismo valor.
- **Receptor:** la sonda instalada en el bando de medida también se encuentra orientada verticalmente y se trata de la *Leybold 73735*. Este elemento está conectado a un osciloscopio, de modo que se pueda analizar la señal recibida. Debido al orden de magnitud tan pequeño de los resultados obtenidos, el osciloscopio se programa con su precisión más elevada (1 *mV/div*). Además, se aplica un promediado de cincuenta puntos para obtener valores más precisos.

Debido a que las primeras medidas tomadas muestran un valor mínimo relativamente elevado, se realizan unas segundas. La diferencia entre cada una de las dos medidas reside en la distancia a la que se sitúa la sonda frente a la rejilla. En el primer caso, estas se encontraban a 130 *mm* y, posteriormente, la distancia se reduce a 70 *mm* debido a que se tiene la sospecha de que una parte de la señal recibida está afectada por la difracción en los extremos de la rejilla. En ambos casos, la distancia entre la antena emisora y la rejilla se mantiene en 140 *mm*.

Analizando los resultados obtenidos por medio de las dos medidas realizadas y el análisis teórico (figura 7.6), se observa que la tendencia de todos los casos

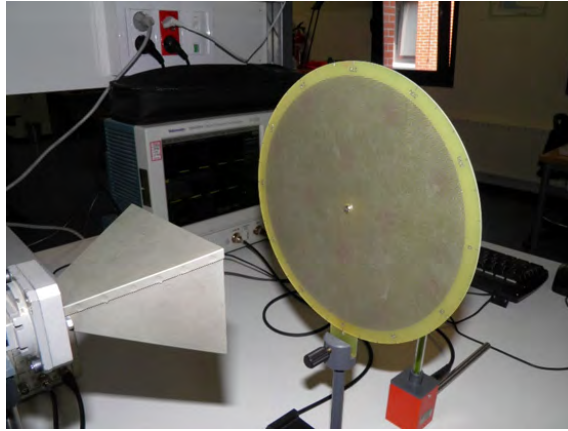


Figura 7.5: Banco de medida empleado para el análisis de la rejilla con diferentes ángulos de rotación.

es muy similar, a pesar de que en un modelo ideal el efecto capacitivo permite el paso a una cantidad mucho mayor de señal que en un ejemplo real.

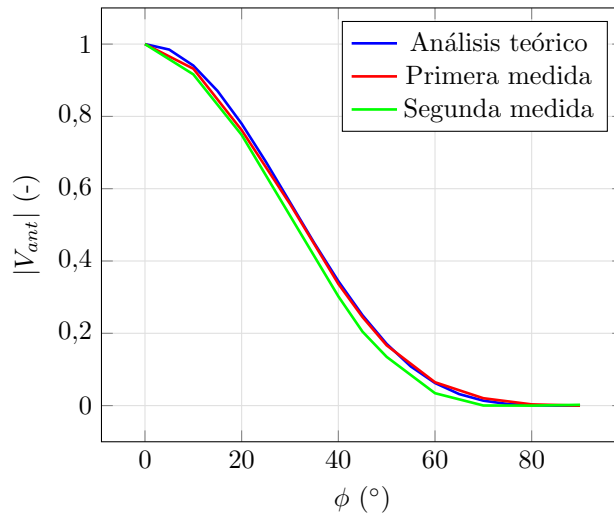


Figura 7.6: Comparación entre el comportamiento teórico y real de una rejilla conductora según su ángulo de rotación frente al campo eléctrico incidente.

Análisis en frecuencia

El último estudio realizado para observar el comportamiento de una rejilla cuando su ángulo de rotación varía, se lleva a cabo en el dominio de la frecuencia. El objetivo de este análisis consiste en asegurar que según la frecuencia de la señal que incide en la rejilla, la transmisión de esta no cambia a pesar de que no actúe ni en modo inductivo ni capacitivo. Es necesario fijar un ángulo de rotación para que se pueda realizar un barrido de frecuencia, por lo que se escoge $\phi = 45^\circ$. El dispositivo analizado es el mismo que en el capítulo 6 (figura 6.13) y el banco de medida empleado para realizar las pruebas es el detallado en el capítulo 4 (figura 4.1). Los resultados obtenidos mediante esta medida se comparan con los generados por el simulador 3D empleado durante todo el documento.

Los cambios que se han de llevar a cabo no son notables en ninguno de los dos modelos (real y simulado). En el caso del banco de medida, es exactamente el mismo que en el capítulo anterior, mientras que la rejilla únicamente se rota el ángulo previamente definido mediante el soporte que incorpora. En el simulador, la única modificación que se ha de realizar es muy similar: sólo es necesario rotar la estructura completa junto a los puertos *floquet*, ya que la dirección de los modos de propagación de la señal no depende de estos, sino que se define por medio de los ejes preestablecidos por el simulador (X e Y en la figura 6.9).

Como se puede comprobar en los apartados anteriores, cuando la rotación de la rejilla (ϕ) es de 45° , las pérdidas generadas en la señal se aproximan a los 6 dB ($\cos^4(45^\circ) \approx 0,25 \approx -6$ dB). A pesar de que en este caso la rejilla y el banco de medidas sean diferentes, el comportamiento debe mantenerse. Para comprobarlo, se representan los nuevos resultados en la figura 7.7, donde se puede observar que la afirmación anterior es correcta: durante todo el rango de frecuencias, la señal transmitida a través de la rejilla cuenta con 6 dB de pérdidas. Esto indica que, independientemente de la frecuencia, siempre que la rejilla cuente con una orientación de 45° , la potencia recibida es igual a un cuarto de la transmitida.

Conclusiones del estudio de rejillas conductoras con diferentes ángulos de orientación

Los resultados obtenidos mediante las pruebas realizadas durante todo este capítulo, se resumen en dos puntos principales:

- Cuando una rejilla conductora se encuentra orientada formando un ángulo de 45° respecto al campo eléctrico de la señal incidente, la proporción de esta que se transmite a través del dispositivo es igual a un cuarto de la original.
- Las pérdidas introducidas sobre la señal según se rota la rejilla son independientes de la frecuencia a la que trabaje.

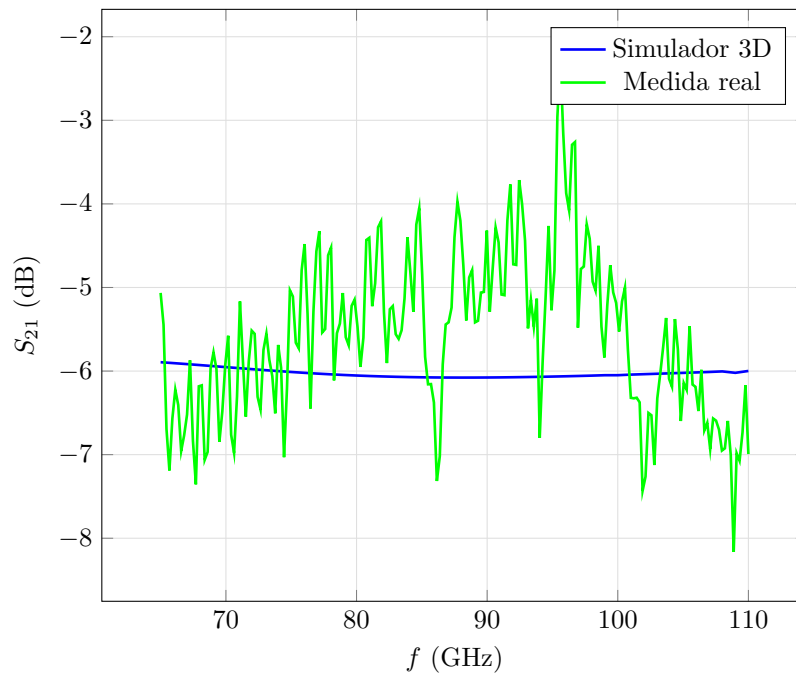


Figura 7.7: Comparación entre los resultados obtenidos mediante el simulador 3D y medidas en el laboratorio del comportamiento de una rejilla en el dominio de la frecuencia cuando está rotada 45° .

Capítulo 8

Grafeno: características y comportamiento

Como se comenta previamente en el capítulo 2, la mayoría de sistemas que emplean polarizadores basados en rejillas están contruidos con materiales que ofrecen comportamientos muy similares a los de los dispositivos estudiados en apartados anteriores. Es decir, en caso de que se encuentren estáticos y una onda incida contra ellos, se modelan como rejillas de efecto inductivo, capacitivo o intermedio, dependiendo de la orientación de estos respecto al frente de onda plana. De este modo, para lograr que al atravesarlos la señal se module en polarización, es necesario generar algún tipo de desplazamiento, dependiendo del dispositivo en concreto, ya sea longitudinal o de rotación sobre sí mismo. Sin embargo, debido a la robustez que ha de caracterizar a estos sistemas, un movimiento continuo en uno de sus componentes no es una solución ideal.

Una de las alternativas para eliminar estos movimientos de los polarizadores en modulación consiste en la construcción de las rejillas mediante un material conductor que permita variar su conductividad. Mediante los resultados obtenidos tanto en este apartado como en los consecutivos, se comprueba como el grafeno es uno de los materiales que podría solucionar el inconveniente anterior.

Características y fabricación

El grafeno es una material formado en su totalidad por carbono y que muestra una composición similar al grafito. Las características más importantes del grafeno son su elevada robustez y ligereza. Sin embargo, para la aplicación en la que se desea implementar en este caso, su característica principal consiste en que puede modificar su conductividad dentro de un cierto rango. Variando la tensión que se aplica sobre un componente fabricado con este material, es posible cambiar su resistividad y, por lo tanto, modificar radicalmente su comportamiento.

Para estudiar el funcionamiento del grafeno según la tensión a la que se le

somete, se dispone de dos resistencias de capa gruesa y forma rectangular de este material, con las que se realizan varias medidas en el laboratorio. Para fabricarlas se ha empleado óxido de grafeno producido por la compañía *Graphenea*, una solución acuosa que se deposita sobre un sustrato y, tras secar la muestra a altas temperaturas durante varias horas, genera una resistencia formada por un número variable de capas de grafeno, el cual depende de la cantidad que se aplica al principio del proceso. Debido a que el componente resultante no está compuesto por una única lámina de grafeno, su comportamiento se asemeja al del grafito. Sin embargo, las medidas realizadas sobre este permiten conocer su funcionamiento aproximado.

Medidas en laboratorio

Como se menciona previamente, en el laboratorio se realizan medidas sobre dos resistencias construidas con óxido de grafeno. Las que se llevan a cabo sobre la primera no se recogen en el documento, ya que no existen datos fiables debido a que, cuando se somete a la resistencia a una tensión de 15 V, esta se quema por exceso de calor disipado.. La causa de este suceso es la elevada delgadez de la muestra escogida, por lo que su resistencia es baja y se ve sometida a una alta potencia. En la figura 8.1 se observa esta resistencia antes de someterla a ninguna medida y tras aplicarle una potencia demasiado alta.

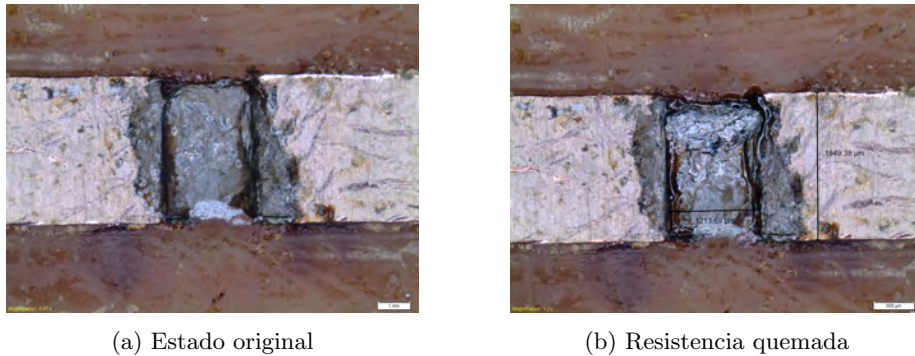


Figura 8.1: Primera muestra de óxido de grafeno.

Debido a su mayor grosor, durante las medidas de la segunda resistencia de óxido de grafeno se pudo llevar a cabo el barrido de todas las tensiones deseadas. El banco de medidas empleado en ambos casos está formado por una fuente de corriente continua *HP E3611A*, encargada de aplicar tensión sobre los dos extremos de la resistencia. Además, se emplea un multímetro *HP 34401A* para observar la corriente que circula por la muestra y, gracias a ambos, obtener el valor de resistencia en cada una de las tensiones aplicadas. El único inconveniente encontrado durante las pruebas realizadas sobre esta segunda muestra se debe a que la intensidad tarda unos segundos en estabilizarse y mostrar su valor

definitivo.

Mediante estas pruebas también se desea comprobar si la resistividad de la muestra cambia en toda su superficie o únicamente en zonas concretas. Esto es debido a que existen estudios que indican que este parámetro sólo varía si el grafeno se encuentra en contacto con un conductor [25, 26, 27]. En este caso, esta zona está formada por cada uno de los extremos de la resistencia que se conectan a la línea, que, como se puede observar en la figura 8.2, es una porción mínima respecto a la resistencia completa. En esta figura se muestra cada una de las variaciones a las que se somete la segunda muestra de óxido de grafeno, modificando su superficie para comprobar si la hipótesis anterior es correcta.

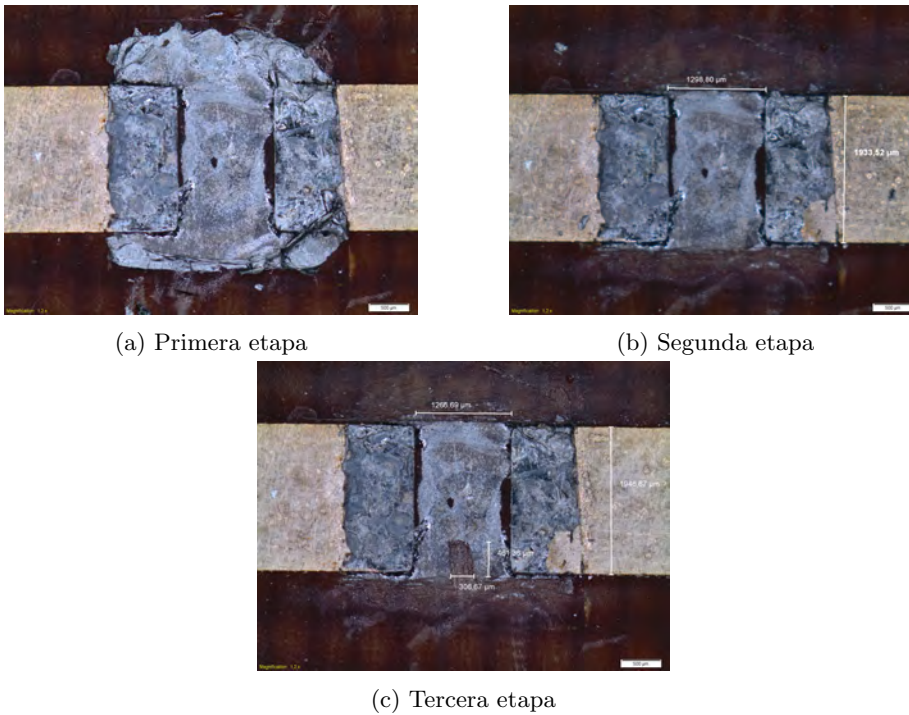


Figura 8.2: Segunda muestra de óxido de grafeno.

Como es previsible, según se reduce la superficie de la resistencia, su valor aumenta. El de cada una de las etapas se puede observar en la tabla 8.1 (medidas tomadas sin aplicar ninguna tensión a la muestra).

Una vez se conoce la resistencia de la muestra en su estado inicial, se procede a aumentar paulatinamente la tensión. Los resultados de las diferentes medidas se recogen en la gráfica 8.3a, donde se puede observar como, a medida que la tensión aumenta, la resistencia al paso de la corriente se reduce, incrementando de este modo la conductividad de la muestra. Para disponer de estas medidas respecto a la superficie en cada una de las etapas, se representa la resistencia por cuadro en la figura 8.3b. En esta última gráfica no se representan los valores

	Primera etapa	Segunda etapa	Tercera etapa
R_0 ($k\Omega$)	1,882	4,830	6,000

Cuadro 8.1: Valores de resistencia antes de aplicar tensión a la segunda muestra.

de la primera etapa debido a que cuenta con una superficie irregular, por lo que no es viable calcular su superficie.

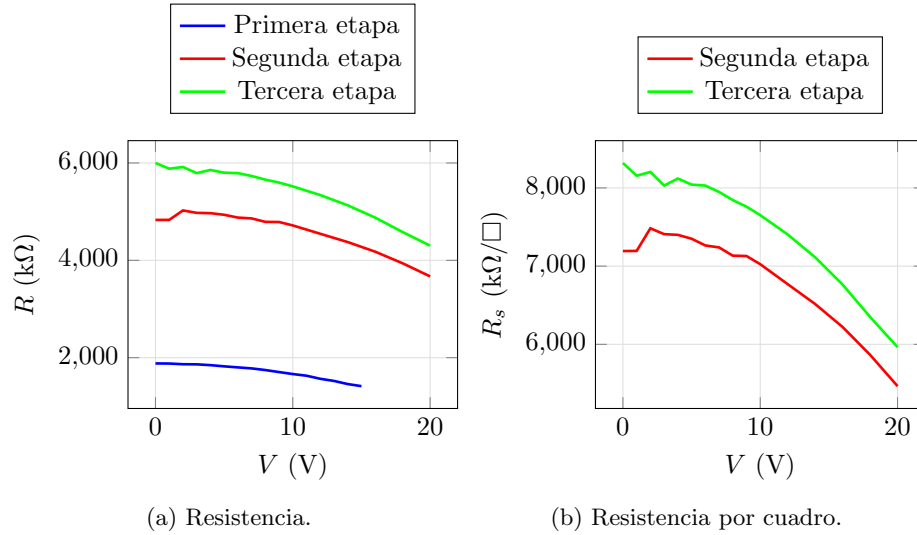


Figura 8.3: Variación de resistencia según la tensión aplicada en la segunda muestra.

A partir de los resultados obtenidos de las medidas sobre esta segunda muestra es posible analizar otros parámetros, como la diferencia entre los valores máximo y mínimo de resistencia respecto a la resistencia inicial $\left(\frac{R_{max} - R_{min}}{R_0}\right)$. En la tabla 8.2 se recoge el resultado de este cálculo para cada una de las etapas. Todos ellos tienen un valor muy similar, lo que podría indicar que la resistencia al completo varía su valor, no sólo las zonas en contacto con conductor. Sin embargo, no son suficientes datos para asegurarlo y gran parte de la bibliografía indica lo contrario.

	Primera etapa	Segunda etapa	Tercera etapa
$\left(\frac{R_{max} - R_{min}}{R_0}\right) (-)$	0,22389	0,28062	0,28315

Cuadro 8.2: Diferencia entre los valores máximo y mínimo de resistencia frente a resistencia inicial en cada una de las etapas.

Conclusiones del estudio del grafeno

A partir del estudio de estos componentes, se asegura que el valor de resistencia por cuadro de este material varía según se modifica la tensión eléctrica a la que se somete. Sin embargo, al no tratarse exactamente de grafeno, no es posible tomar los valores específicos que ofrece este ejemplo para diseñar dispositivos más complejos. Para llevar a cabo el estudio de moduladores de polarización de este material, es necesario emplear valores de resistencia por cuadro obtenidos en estudios más exhaustivos [28].

En el siguiente capítulo se analiza el comportamiento de una rejilla diseñada con un material que modifica su resistencia por cuadrado, de manera que se compruebe si la variación de este parámetro observada en los anteriores apartados, puede implementar alguna función novedosa.

Capítulo 9

Rejilla resistiva

Si se desarrollase un polarizador de rejilla a partir de grafeno u otro material con características similares, sería posible modificar la resistividad de la estructura completa aplicando diferentes tensiones, del mismo modo que en la resistencia del capítulo anterior. En el caso de lograr que la conductividad del dispositivo varíe entre unos valores que lo definan como elemento resistivo o buen conductor, sería posible modificar la polarización de la señal incidente mediante una rejilla estática.

Debido a que no se dispone de polarizadores de rejilla reales construidos mediante un material que permita modificar su conductividad sobre los que realizar medidas en el laboratorio, el estudio de estos dispositivos se lleva a cabo por medio de un análisis teórico y con los resultados generados por un simulador 3D.

Análisis teórico

Al tratarse de un elemento con la misma estructura, las ecuaciones que describen el funcionamiento de una rejilla resistiva son las mismas que las de una construida por medio de un material conductor. La única diferencia entre ambas es el valor de conductividad, que en una se encuentra fijo y en otra varía. Para conocer los valores de conductividad típicos del grafeno, se toma la resistencia por cuadro obtenida en diferentes estudios [28]. Esta oscila entre los $520 \Omega/\square$ y los $3000 \Omega/\square$, dependiendo de la tensión que se aplique al elemento bajo pruebas. Otro parámetro importante para conocer la conductividad es el espesor del dispositivo que se analiza. En los mismos estudios de los que se obtienen los valores de R_s se indica que las pruebas se realizan con componentes de espesor igual a $10 \mu m$. Con los dos parámetros anteriores es posible obtener los diferentes valores que toma la conductividad según la tensión varía mediante la ecuación 9.1.

$$\sigma = \frac{1}{R_s \cdot t} = \begin{cases} \sigma(520 \Omega/\square) = 193 S/m \\ \sigma(3000 \Omega/\square) = 33 S/m \end{cases} \quad (9.1)$$

El resto de los parámetros que definen la estructura (anchura de cada una de las láminas por las que está compuesta la rejilla, distancia entre ellas...) son iguales que los de la rejilla conductora. Aplicando las ecuaciones anteriormente mencionadas sobre estos parámetros se obtiene el comportamiento de la rejilla cuando su conductividad varía en dos situaciones:

- **Rejilla paralela al campo eléctrico de la señal incidente:** en la rejilla conductora este suceso genera el efecto inductivo.
- **Rejilla perpendicular al campo eléctrico de la onda incidente:** caso radicalmente opuesto al anterior. En la rejilla conductora, cuando el campo eléctrico y la rejilla forman un ángulo de 90° , se produce el efecto capacitivo.

En la gráfica 9.1 se representan los coeficiente de reflexión y transmisión en cada uno de los casos mencionados. Se puede observar como, cuando el campo eléctrico y la rejilla se encuentran paralelos, la señal se transmite casi por completo si la conductividad es baja. Esto se debe a que la onda percibe el dispositivo como un dieléctrico y no se produce ninguna reflexión. Sin embargo, según aumenta la conductividad, la cantidad de señal transmitida se reduce paulatinamente. Esto es debido a que, según la resistividad de la rejilla disminuye, sus características se aproximan a una construida mediante un material conductor, la cual refleja la señal que incide contra ella.

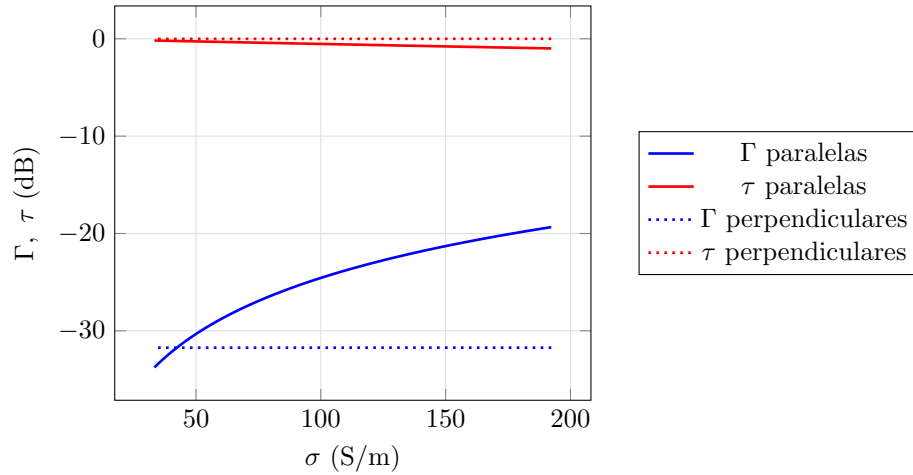


Figura 9.1: Coeficientes teóricos de reflexión y transmisión en caso de que el campo eléctrico y la rejilla se encuentren paralelos o perpendiculares.

Sin embargo, si el campo eléctrico y la rejilla son perpendiculares, no se produce el efecto inverso. Cuando la conductividad es baja el dispositivo actúa como un dieléctrico, permitiendo el paso a la mayor parte de la señal, y si esta

aumenta, se transforma en una rejilla capacitiva, la cual también refleja una parte mínima de la onda incidente.

A pesar de que los valores que toma la resistencia por cuadrado no permiten desarrollar una conductividad lo suficientemente grande como para que se produzca una inversión completa de funcionamiento en el caso de que la señal y la rejilla sean paralelas, es posible observar mediante este primer análisis teórico la tendencia que toma el comportamiento del dispositivo.

Simulación

Al igual que en el análisis teórico, es posible reutilizar para simular una rejilla resistiva el mismo modelo empleado para estudiar la conductora. El único cambio que se ha de incluir en su estructura es la creación de un nuevo material que, en vez de tener una conductividad fija, se le asigne una variable que pueda ser modificada posteriormente. El barrido configurado se encarga de asignar como valor a esta variable cada una de las conductividades obtenidas en el análisis teórico mediante las resistencias por cuadro gracias a la ecuación 9.1.

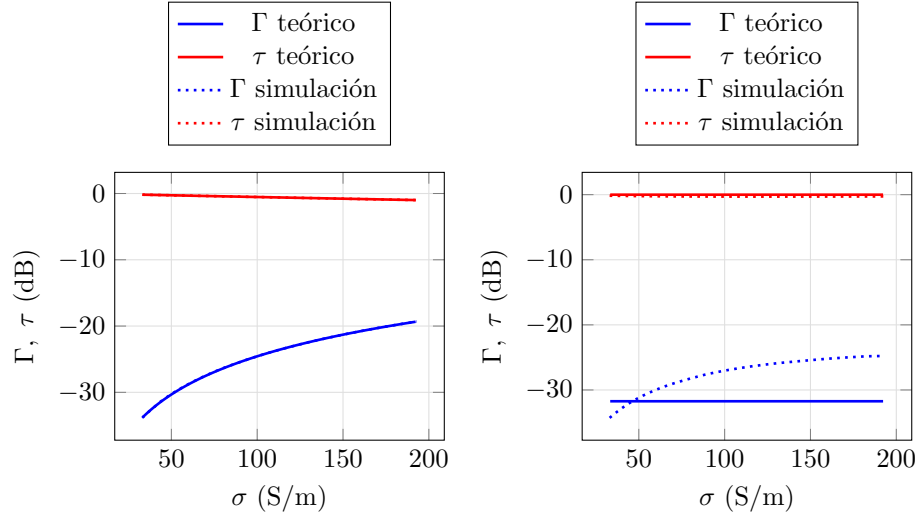
En la figura 9.2 están representados los resultados obtenidos por medio del simulador. En ellos se observa como el comportamiento de la rejilla cuando esta y el campo eléctrico se encuentran paralelos es muy similar al teórico. Mientras tanto, el caso contrario muestra unos resultados con una tendencia algo dispar, a pesar de que el valor de cada uno de los coeficientes es aproximado en ambos análisis. Esto es debido a que, al no incluir pérdidas las ecuaciones que definen el funcionamiento de la rejilla cuando una onda incide contra ella perpendicularmente, los resultados teóricos son completamente ideales, mientras que el simulador muestra como se estabilizan los coeficientes de reflexión y transmisión cuando la conductividad aumenta ligeramente. En la figura 9.3 se observa este fenómeno más claramente.

Como ocurría en el análisis teórico, el rango de conductividades escogidas es muy reducido para que se observe una inversión de comportamiento en el caso en el que la rejilla y el vector eléctrico de la señal se encuentran paralelos. A pesar de que no se hayan realizado pruebas reales en las que se logren conductividades tan altas, a continuación se comprueba el funcionamiento de este mismo sistema pero con un rango de valores mucho mayor.

Conductividad más alta

Para poder alcanzar los valores de conductividad que se utilizan en este apartado, sería necesario diseñar un dispositivo que tuviese unas resistencias por cuadro mucho menores a las que se encuentran en la bibliografía. A pesar de que no exista un ejemplo real de este sistema, se modela mediante un simulador 3D para comprobar que, efectivamente, se produce la anteriormente mencionada inversión de comportamiento.

En este caso, se modifica el barrido de la variable que define la conductividad, estableciendo un nuevo rango entre 33 y 10^5 S/m. Como se puede observar en



(a) Rejilla y campo eléctrico de la señal paralelos. (b) Rejilla y campo eléctrico de la señal perpendiculares.

Figura 9.2: Comparación entre los coeficientes de reflexión y transmisión generados teóricamente y mediante simulación cuando la rejilla y la señal se encuentran paralelas o perpendiculares.

la figura 9.3, es posible diferenciar los dos casos anteriores:

- **Rejilla y campo eléctrico en paralelo:** cuando la conductividad del material lo define como un dieléctrico, la rejilla permite el paso a toda la señal que incide contra ella. Sin embargo, cuando alcanza altas conductividades que lo convierten en un buen conductor, refleja toda la onda del mismo modo que en los anteriores análisis a una rejilla de cobre.
- **Rejilla y campo eléctrico perpendiculares:** con este nuevo análisis es posible confirmar que no importa que conductividad tenga la rejilla en este caso, ya que permite el paso de la señal independientemente de este parámetro.

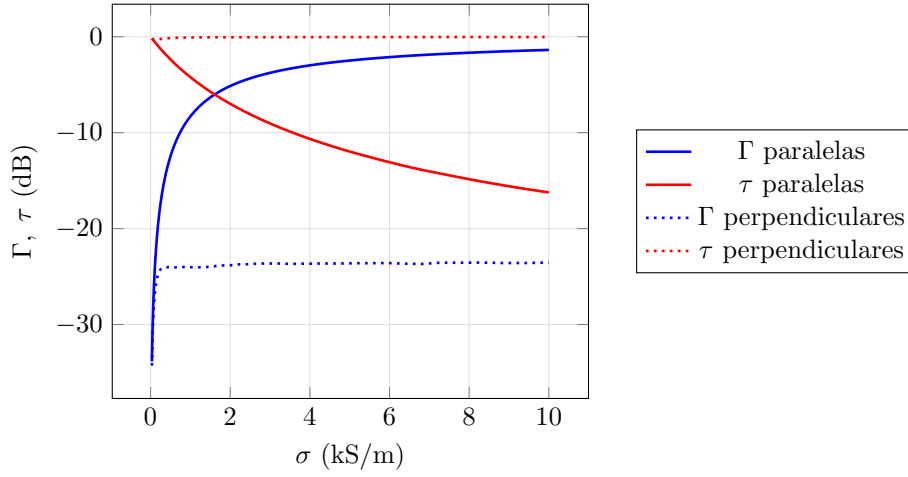


Figura 9.3: Coeficientes teóricos de reflexión y transmisión en caso de que el campo eléctrico y la rejilla se encuentren paralelos o perpendiculares para un rango de conductividades que convierten al material de dieléctrico a buen conductor.

Conclusiones del estudio de una rejilla resistiva

Una vez finalizado el análisis individual de este tipo de rejillas, se observan dos puntos importantes:

- Cuando el rango de variación de la conductividad sólo incluye valores bajos, ambas orientaciones de la rejilla permiten el paso a la mayor parte de la señal incidente. Sin embargo, en el caso de que la rejilla se encuentre paralela al campo eléctrico, se observa un ligero aumento del coeficiente de reflexión según se incrementa la conductividad del material.
- En el caso de que se analice un rango mucho mayor de conductividades, tomando valores de materiales resistivos y buenos conductores, se aprecia una inversión de funcionamiento completa en el caso de que la rejilla se encuentre paralela al campo eléctrico, permitiendo el paso a la señal cuando la conductividad es baja y reflejándola por completo cuando aumenta. En el caso de que la rejilla se oriente perpendicularmente, la señal siempre la atraviesa.

Capítulo 10

Doble rejilla resistiva

Para extender el estudio sobre rejillas resistivas construidas mediante materiales con conductividad variable como el grafeno, se procede a analizar un dispositivo con dos rejillas de esta clase situadas perpendicularmente entre sí. En este caso, se emplean un análisis teórico y el simulador 3D para comprobar el funcionamiento del sistema.

Análisis teórico

El dispositivo analizado está formado por dos rejillas de conductividad variable, perpendiculares entre sí y separadas una distancia de $\lambda/2$. En este caso, se estudia el comportamiento del sistema cuando incide contra él una señal cuyo campo eléctrico \vec{E} es perpendicular a las rejillas. En este caso, se estudia el comportamiento del sistema cuando incide contra él una señal cuyo campo eléctrico \vec{E} es perpendicular a las rejillas.

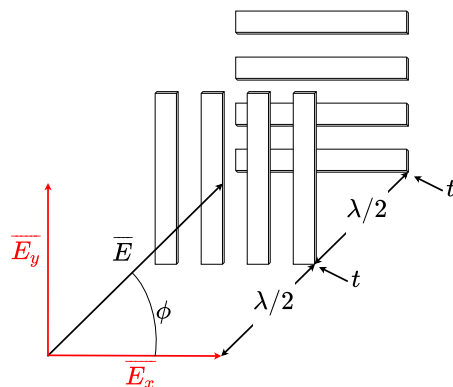


Figura 10.1: Esquema de una doble rejilla resistiva.

En la ecuación 10.1 se recogen las expresiones de cada una de las componentes, mientras que en la 10.2 se define el campo eléctrico total de la señal incidente.

$$\begin{cases} E_x = E \cdot \cos \phi \\ E_y = E \cdot \sin \phi \end{cases} \quad (10.1)$$

$$\overline{E} = E_x \cdot \hat{x} + E_y \cdot \hat{y} = \overline{E_x} + \overline{E_y} \quad (10.2)$$

Teniendo en cuenta el efecto capacitivo, cada componente únicamente es afectada por la rejilla que se orienta paralela a ella. De este modo, en el sistema de la figura 10.1, la componente E_y únicamente es afectada por la primera rejilla, mientras que la segunda sólo puede modificar a la componente E_x . Para modificar la proporción de la señal que atraviesa el sistema, es necesario variar el coeficiente de transmisión de cada una de las rejillas. Para ello, como se ha comprobado en el capítulo anterior, es posible modificar la conductividad del material por el que están compuestas. La ecuación 10.3 define a la señal resultante tras atravesar ambas rejillas, donde τ_1 es el coeficiente de transmisión de la primera rejilla y τ_2 el correspondiente de la segunda.

$$\overline{E_t} = \tau_2 \cdot E_x \cdot \hat{x} + \tau_1 \cdot E_y \cdot \hat{y} \quad (10.3)$$

En el caso ideal en el que se pudiese modificar por completo el comportamiento de ambas rejillas, los coeficientes τ_1 y τ_2 podrían variar su valor desde 0 hasta 1. De este modo, bloquearían por completo el paso de la señal o la dejarían atravesar totalmente la rejilla respectivamente. Suponiendo un sistema ideal, existen varios puntos en los que el comportamiento del sistema es particular:

- **$\tau_1 = \tau_2 = \tau$:** en el caso de que el coeficiente de transmisión de ambas rejillas tenga el mismo valor, la señal resultante está escalada respecto a la original, pero tiene la misma polarización.

$$\overline{E_t} = \tau(E_x \cdot \hat{x} + E_y \cdot \hat{y})$$

- **$\tau_1 = 0$ y $\tau_2 = 1$:** la componente y se anula y la señal resultante está polarizada en la dirección x .

$$\overline{E_t} = E_x \cdot \hat{x}$$

- **$\tau_1 = 1$ y $\tau_2 = 0$:** caso contrario al anterior, donde la señal resultante está polarizada en la dirección y , anulando la componente x .

$$\overline{E_t} = E_y \cdot \hat{y}$$

- **$\tau_1 = \tau_2 = 0$:** si el coeficiente de transmisión de ambas rejillas es nulo, no se transmite ninguna señal a la salida.

$$\overline{E_t} = 0$$

Como se indica anteriormente, el método empleado para modificar el coeficiente de transmisión de las rejillas manteniéndolas estáticas, consiste en variar su conductividad. De esta manera, el comportamiento del dispositivo puede variar entre dos extremos:

- **Buen conductor:** la conductividad del material es muy elevada, lo que provoca que se comporte de un modo similar a una lámina conductora. Por lo tanto, el coeficiente de transmisión de una rejilla con esta conductividad es prácticamente nulo, bloqueando el paso a la mayor parte de la señal.
- **Elemento resistivo:** es el caso contrario al anterior. La conductividad del material es muy baja y permite el paso a la mayor parte de la señal. En el caso extremo en el que la conductividad es nula, la rejilla cuenta con una resistividad infinita y se comporta como el espacio libre.

Por medio de este análisis teórico se puede observar que, tras atravesar ambas rejillas, la señal ha sufrido variaciones tanto en su amplitud como en la dirección en la que se encuentra polarizada. Por lo tanto, puede decirse que el sistema formado por dos rejillas resistivas perpendiculares y de conductividad variable lleva a cabo una doble modulación, en amplitud y en polarización.

Análisis mediante simulador 3D

Estructura

Para incluir una segunda rejilla en el esquemático implementado en *HFSS*, sólo es necesario duplicar la original y rotarla 90° respecto a esta. La posición de ambos elementos es clave, por lo que se han de modificar las dimensiones del prisma de vacío que las contiene consecuentemente. En primer lugar, las caras de este han de ser cuadradas, debido a que cada una de las rejillas se encuentra en una dirección. La longitud de cada uno de los lados de estas caras no es relevante, pero han de ser iguales para que la expansión del sistema por medio de los puertos *floquet* se realice de un modo adecuado. Otra de las modificaciones que sufre el prisma de vacío afecta a su longitud. Esta ha de responder a la expresión 10.4, donde l representa la longitud del prisma; λ , la longitud de onda de la señal que incide contra la rejilla; y t , el grosor de cada una de las rejillas resistivas. En la figura 10.2 se puede apreciar la estructura del sistema completo, junto a las dimensiones de cada uno de sus elementos. En ella no se indica el tamaño de las láminas que forman las rejillas ni la separación entre ellas, debido a que son idénticos a los de la rejilla resistiva individual del capítulo anterior.

$$l = 3\frac{\lambda}{2} + 2t \quad (10.4)$$

Del mismo modo que anteriormente se define un nuevo material con conductividad variable, en este caso son necesarios dos para que modifiquen de

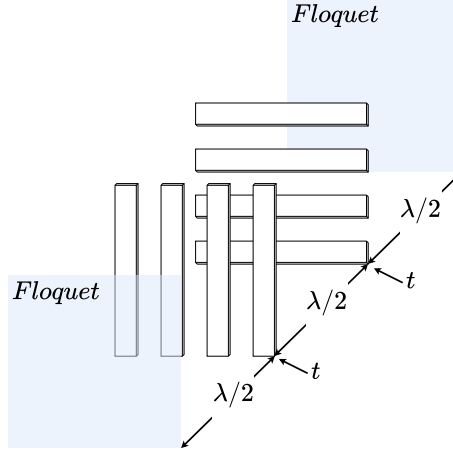


Figura 10.2: Esquemático analizado en *HFSS* de una doble rejilla resistiva.

manera independiente el comportamiento de cada una de las rejillas. En la primera prueba llevada a cabo, los valores asignados a ambas conductividades son los correspondientes a las resistencias por cuadro observadas en el grafeno (de 33 S/m a 193 S/m) a partir de diferentes estudios [28].

Resultados

La simulación mediante la que se analiza el sistema formado por una doble rejilla resistiva lleva a cabo un barrido doble en el que recorre todos los valores asignados a cada una de las dos variables que representan la conductividad de las rejillas (de 33 S/m a 193 S/m). Las gráficas en las que se representan los resultados también los muestran respecto a ambas conductividades. Estas (figuras 10.3 y 10.4), únicamente recogen el comportamiento de uno de los dos modos simulados, debido a que se ha comprobado que los resultados de ambos son iguales.

Analizando los resultados se observa que la mayor parte de la señal atraviesa el sistema completo, sea cual sea la conductividad de las rejillas. Esto se corresponde con el comportamiento del sistema del capítulo anterior, lo que demuestra que una rejilla no afecta sobre el comportamiento de la otra, sino que ambas actúan de manera independiente.

A pesar de que sea mínimo, también se aprecia un pequeño incremento en el coeficiente de reflexión cuando la conductividad de la rejilla que se encuentra paralela a la señal (σ_1) aumenta. Esto es debido a que comienza a hacerse patente el efecto inductivo de la rejilla.

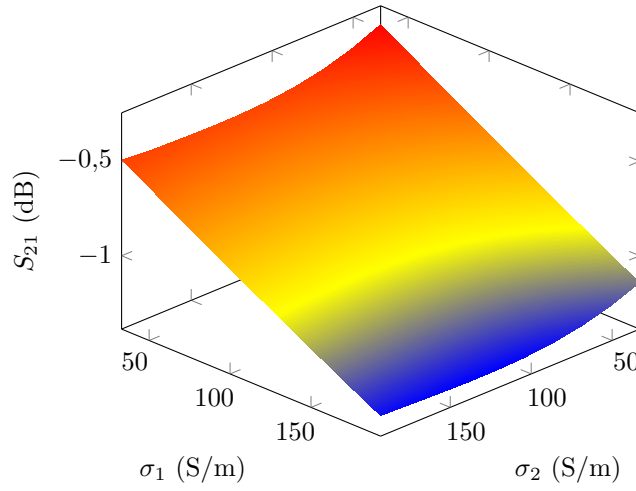


Figura 10.3: Transmisión de la señal a través de dos rejillas resistivas perpendiculares entre sí.

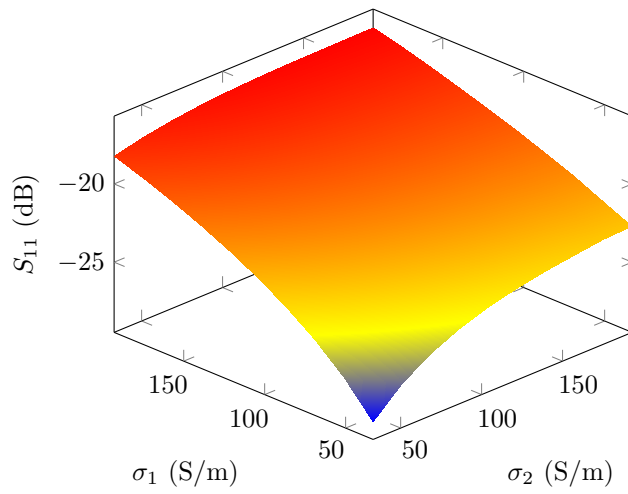


Figura 10.4: Reflexión de la señal por dos rejillas resistivas perpendiculares entre sí (para facilitar la visualización, se ha invertido la dirección de los ejes σ_1 y σ_2).

Conductividad más alta

Aunque no se hayan alcanzado valores tan elevados de conductividad en los estudios sobre el grafeno, se lleva a cabo un análisis de la doble rejilla resistiva asignando a sus materiales características que los convierten tanto en dieléctricos como en buenos conductores. De esta manera, es posible observar en las gráficas 10.5 y 10.6, que la conductividad de la rejilla perpendicular al vector eléctrico (σ_2) apenas modifica la proporción de señal que se transmite, ya que cuando su valor es reducido actúa como un dieléctrico, mientras que según aumenta, manifiesta el efecto capacitivo. Por otra parte, la rejilla paralela al vector campo eléctrico (σ_1) comienza a reflejar notablemente la onda incidente cuando la conductividad aumenta, lo que indica que se está produciendo un efecto inductivo completo, cuyo inicio se observa también en las figuras 10.3 y 10.4.

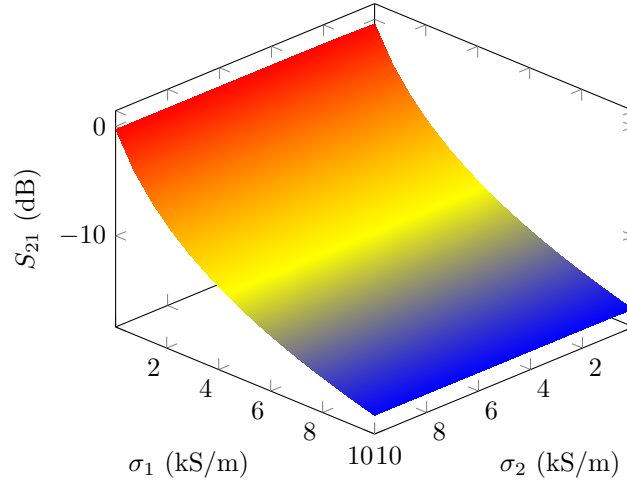


Figura 10.5: Transmisión de la señal a través de dos rejillas resistivas perpendiculares entre sí y con conductividades mucho mayores que en el caso de los resultados de la figura 10.3.

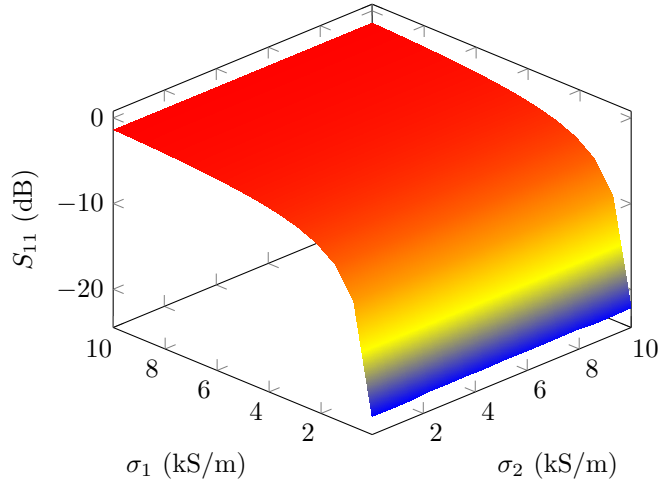


Figura 10.6: Reflexión de la señal por dos rejillas resistivas perpendiculares entre sí y con conductividades mucho mayores que en el caso de los resultados de la figura 10.4 (para facilitar la visualización, se ha invertido la dirección de los ejes σ_1 y σ_2).

Diseños alternativos

A partir de los resultados obtenidos hasta este punto, se llega a la conclusión de que los diseños analizados de rejillas resistivas no pueden ser empleados para modificar la cantidad de señal transmitida según la conductividad del dispositivo. Este es debido a que las resistencias por cuadrado recogidas en los diferentes estudios sobre el grafeno son demasiado bajas para lograrlo. Por lo tanto, se decide diseñar nuevos modelos de polarizadores que incluyan más rejillas. Además, la orientación de estas es en paralelo al campo eléctrico de la señal que incide contra ellas. Esta elección se debe a que, como se observa en los últimos capítulos, es la única posición en la que el comportamiento de las rejillas varía según se modifica la conductividad. En el caso de las que se encuentran perpendiculares al campo eléctrico, no importa la resistencia por cuadrado que las caracterice ya que siempre permiten el paso a la señal al completo.

Al igual que las dos rejillas perpendiculares anteriores, los diferentes análisis se realizan mediante el simulador 3D. En este se diseñan varios dispositivos que cuentan con un número de rejillas variable (de dos a ocho). Cada una de ellas se encuentra situada a $\lambda/2$ de la siguiente, de modo que esta distancia de separación no afecte sobre el comportamiento del sistema completo. En las gráficas 10.7 y 10.8 se representan los coeficientes de reflexión y transmisión respectivamente en cada uno de los casos. Estos únicamente se contrastan según un valor de conductividad, lo cual se debe a que se asigna una sola variable para todas las rejillas, ya que, en caso contrario, la representación de los resultados no sería posible. De este modo, a pesar de que no se pueda asignar una conductividad

diferente a cada rejilla, se observan los valores máximo y mínimo que puede tomar el conjunto. Dos puntos clave se pueden extraer del análisis de ambas gráficas:

- Cuando se reduce la conductividad para que la señal se transmita al completo, el coeficiente de transmisión cuenta con un valor más pequeño según se incrementa el número de rejillas.
- Sin embargo, cuando la conductividad aumenta para bloquear el paso de la señal, la diferencia entre cada una de las etapas es mayor que en el caso anterior.

Por lo tanto, la validez de uno u otro diseño depende de los niveles requerido de señal tanto transmitida a través de las rejillas como bloqueada por estas.

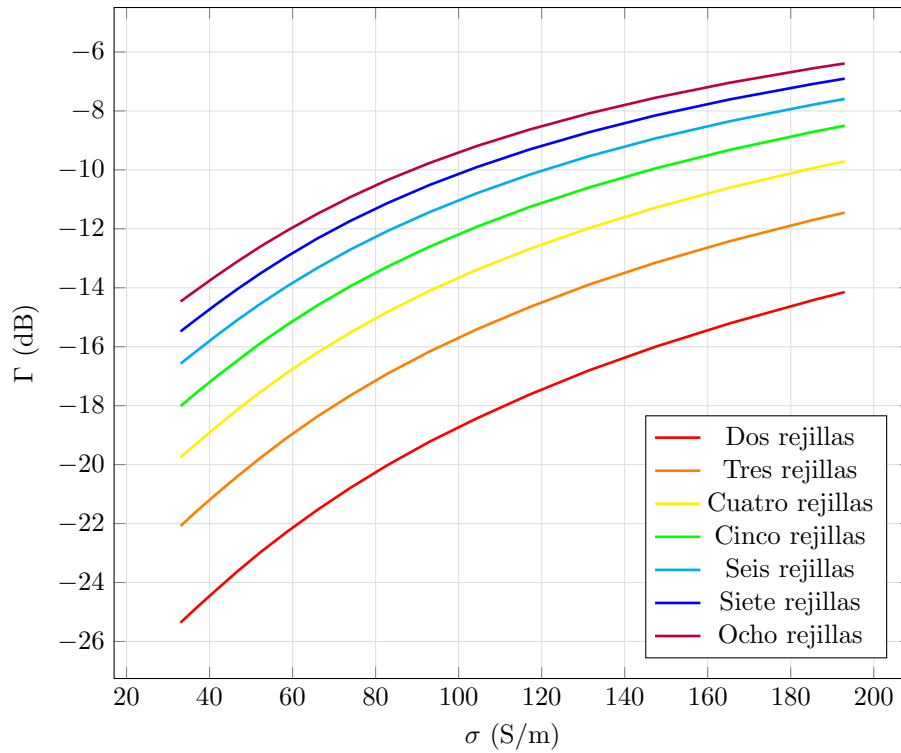


Figura 10.7: Coeficiente de reflexión con diferente número de rejillas.

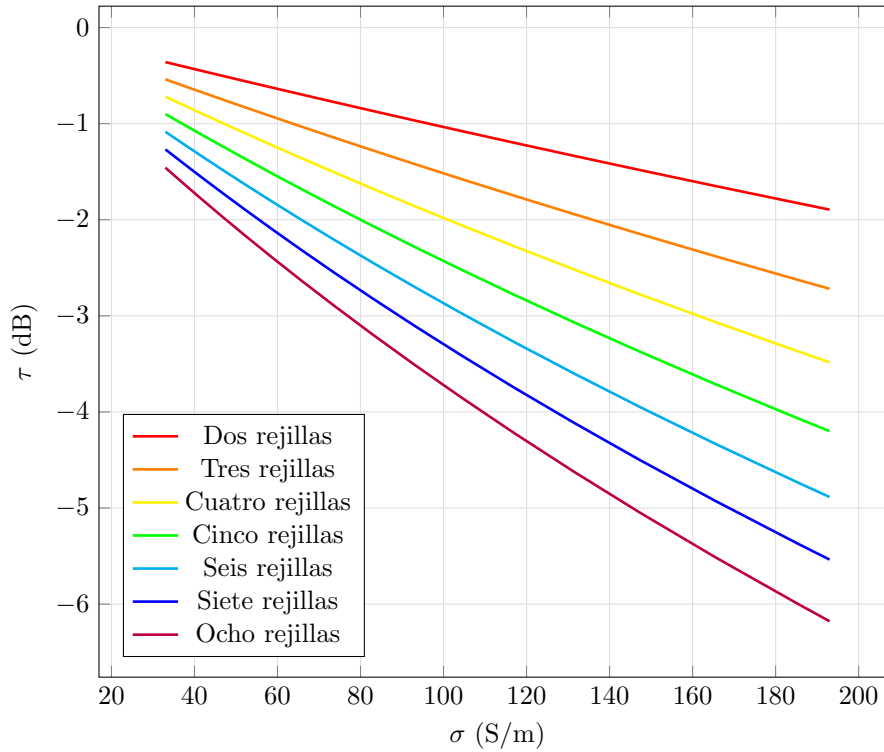


Figura 10.8: Coeficiente de transmisión con diferente número de rejillas.

Conclusiones del estudio de varias rejillas resistivas

Tras analizar el último dispositivo del documento, es posible remarcar varios puntos:

- Dos rejillas perpendiculares entre sí producen un efecto de doble modulación en la señal que incide contra ellas, modificando tanto la magnitud de esta como su polarización.
- Cuando dos rejillas perpendiculares se sitúan a una distancia de $\lambda/2$, no se produce ningún efecto de una sobre la otra, comportándose como dos dispositivos independientes. Por lo tanto, el comportamiento sobre una señal cuando la conductividad de las rejillas oscila entre 33 S/m y 193 S/m (rango obtenido de diferentes estudios) es muy similar al de la rejilla resistiva individual del capítulo anterior.
- Con este mismo rango de conductividades en varias rejillas paralelas situadas a $\lambda/2$ se obtienen unos resultados que muestran unos coeficientes de

reflexión y transmisión más próximos al funcionamiento deseado, es decir, generar mediante un elemento estático los modos capacitivo e inductivo.

Capítulo 11

Conclusiones y futuras líneas de investigación

Gracias a todos los resultados obtenidos mediante el análisis de diferentes dispositivos a lo largo de este proyecto, es posible desarrollar varias conclusiones que resuman el trabajo llevado a cabo. La primera de ellas es la posibilidad de generar tanto el modo inductivo como el capacitivo mediante una rejilla de un material conductor, pero únicamente si se realiza una rotación constante del dispositivo. Por medio del estudio de estos sistemas, se observa como el sustrato *FR4* introduce muchas pérdidas en los resultados cuando aumenta su grosor. De este modo, degrada en gran medida el funcionamiento del dispositivo que se implementa sobre él.

Abandonando los elementos formados por materiales conductores, se lleva a cabo un estudio del grafeno, mediante el que se comprueba cómo modifica su conductividad según la tensión eléctrica a la que se le someta. Este material se ha empleado para el diseño de nuevos moduladores de polarización formados por una rejilla resistiva. Esta, dependiendo de la conductividad con la que se la caracterice, muestra un coeficiente de transmisión diferente, variando la proporción de señal original que la atraviesa. Este funcionamiento se ha observado mientras el dispositivo se mantiene estático.

Por otra parte, se concluye que una rejilla individual con los valores de conductividad hallados en la bibliografía no es capaz de mostrar un funcionamiento adecuado a las características requeridas en este caso. Para solucionar este inconveniente, se han planteado dos posibles soluciones:

- **Doble rejilla resistiva:** esta constituida por dos rejillas perpendiculares entre sí. Su funcionamiento conjunto genera una doble modulación sobre la señal incidente, tanto a nivel de magnitud como de polarización.
- **Diseños con varias rejillas resistivas paralelas:** los resultados que han ofrecido las simulaciones de estos dispositivos, los presentan como una solución viable, dependiendo de las características requeridas.

Futuras líneas de investigación

A través de las conclusiones extraídas de este proyecto, es posible definir diferentes vías mediante las que proseguir la investigación en estos dispositivos y ampliar su estudio:

- Desarrollo de nuevos sustratos con una elevada robustez, de modo que puedan alcanzar las dimensiones requeridas por estos dispositivos manteniendo un grosor reducido que no introduzca pérdidas importantes.
- Fabricación de los dispositivos analizados en los últimos capítulos, los cuales únicamente se han sometido a análisis teóricos y mediante el simulador 3D. De este modo, será posible llevar a cabo pruebas sobre ellos en el laboratorio y observar su verdadero comportamiento.
- Investigación de nuevos métodos que permitan aumentar aún más la conductividad máxima del grafeno o de nuevos materiales con un comportamiento similar a este y características superiores.
- Estudio de nuevos diseños que incluyan varias rejillas resistivas estáticas, de modo que sea posible mejorar los resultados obtenidos y aproximarlos en mayor medida a los óptimos.

Bibliografía

- [1] G. Pisano, B. Maffei, M. Ng, V. Haynes, M. Brown, F. Noviello, P. de Bernardis, S. Masi, F. Piacentini, L. Pagano, M. Salatino, B. Ellison, M. Henry, P. de Maagt, and B. Shortt, *Development of large radii half-wave plates for CMB satellite missions*. Proceedings of the SPIE Astronomical Telescopes + Instrumentation 2014 Conference, Vol 9153, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VII, 2014.
- [2] CORE collaboration, *CORE (Cosmic Origins Explorer) A White Paper*. arXiv:1102.2181.
- [3] R. P. Torre and M. F. Catedra, *Analysis and design of a two-octave polarization rotator for microwave frequency*. IEEE Trans . Microw. Ant. Prop., Vol. 41, No. 2, 208-213, 1993.
- [4] B. Gimeno, J. L. Cruz, E. A. Navarro, and V. Such, *A polarizer rotator system for three-dimensional oblique incidence*. IEEE Trans . Microw. Ant. Prop., Vol. 42, No. 7, 912-919, 1994.
- [5] R. Lech, M. Mazur, and J. Mazur, *Analysis and design of a polarizer rotator system*. IEEE Trans . Microw. Ant. Prop., Vol. 56, No. 3, 844-847, 2008.
- [6] S. Pancharatnam, *Achromatic combinations of birefringent plates*. Raman Research Inst. Bangalore Memoir, Vol. 71, 137-144, 1955.
- [7] A. G. Murray, A. M. Flett, G. Murray, and P. A. R. Ade, *High efficiency half-wave plates for submillimeter polarimetry*. Infr. Phys., Vol. 33, 113-125, 1992.
- [8] G. Pisano, G. Savini, P. A. R. Ade, V. Haynes, and W. K. Gear, *Achromatic half-wave plate for submillimeter instruments in CMB astronomy: Experimental characterisation*. Applied Optics, Vol. 45, No. 27, 6982-6989, 2006.
- [9] G. Savini, G. Pisano, and P. A. R. Ade, *Achromatic half-wave plate for submillimeter instruments in CMB astronomy: Modelling and simulation*. Applied Optics, Vol. 45, No. 35, 8907-8915, 2006.
- [10] G. Pisano, G. Savini, P. Ade, and V. Haynes, *A metal-mesh achromatic half-wave plate for use at submillimeter wavelengths*. Applied Optics, Vol. 47, No. 33, 6251-6256, 2008.

BIBLIOGRAFÍA

- [11] P. A. R. Ade, G. Pisano, C. E. Tucker, and S. O. Weaver, *A review of metal mesh filters*. Proc. SPIE, Vol. 6275, U2750, 2006.
- [12] J. Zhang, P. A. R. Ade, P. Mauskopf, G. Savini, L. Monclesi, and N. Whitehouse, *Polypropylene embedded metal mesh broadband achromatic half-wave plate for millimeter wavelengths*. Applied Optics, Vol. 50, No. 21, 3750-20757, 2011.
- [13] G. Pisano, M. Ng, and B. Haynes, V. C. and Maffei, *A Broadband Metal-Mesh Half-Wave Plate for Millimetre Wave Linear Polarisation Rotation*. Progress in Electromagnetics Research M, Vol. 25, 101-114, 2012.
- [14] O. C. Zienkiewicz, *The Finite Element Method*. London: McGraw-Hill, 1977.
- [15] T. Weiland, *A Discretization Model for the Solution of Maxwell's equations for six-component fields*. Archiv für Elektronik und Uebertragungstechnik, 1977.
- [16] O. García Pérez, F. Tercero, and S. López Ruiz, *Free-space W-band Setup for the Electrical Characterization of Materials and mm-wave Components*. Observatorio de Yebes, Guadalajara (Spain), 2017.
- [17] P. F. Goldsmith, *Quasioptical Systems*. IEEE Press, 1998.
- [18] E. Hecht, *Optics*. Pearson, 2017.
- [19] *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*. New York: IEEE, 1993.
- [20] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley and Sons, Inc., 1990.
- [21] S. Ramo, J. Whinnery, and T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*. John Wiley and Sons, Inc., 1994.
- [22] R. Ulrich, *Far-Infrared Properties of Metallic Mesh and its Complementary Structure*. Infrared Physics. Vol. 7, pp. 37-55, 1967.
- [23] R. Ulrich, T. J. Bridges, and M. A. Pollack, *Variable Metal Mesh Coupler for Far Infrared Lasers*. Applied Optics. Vol. 9, No. 11, 1970.
- [24] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. Office of Scientific Research and Development National Defense Research Committee, 1951.
- [25] Z. H. Zhu, C. C. Guo, K. Liu, J. F. Zhang, W. M. Ye, X. D. Yuan, and S. Q. Qin, *Electrically Controlling the Polarizing Direction of a Graphene Polarizer*. American Institute of Physics, 2014.
- [26] O. Balci, E. O. Polat, N. Kakenov, and C. Kocabas, *Graphene-Enabled Electrically Switchable Radar-Absorbing Surfaces*. Nature Communications, 2015.

- [27] M. Liu, X. Yin, E. Ulin-Avila, B. Geng, T. Zentgraf, L. Ju, F. Wang, and X. Zhang, *A Graphene-Based Broadband Optical Modulator*. Nature, 2011.
- [28] A.-Q. Zhang, Z.-G. Liu, W.-B. Lu, and H. Chen, *Graphene-Based Dynamically Tunable Attenuator on a Coplanar Waveguide or a Slotline*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 67, No. 1, 2019.